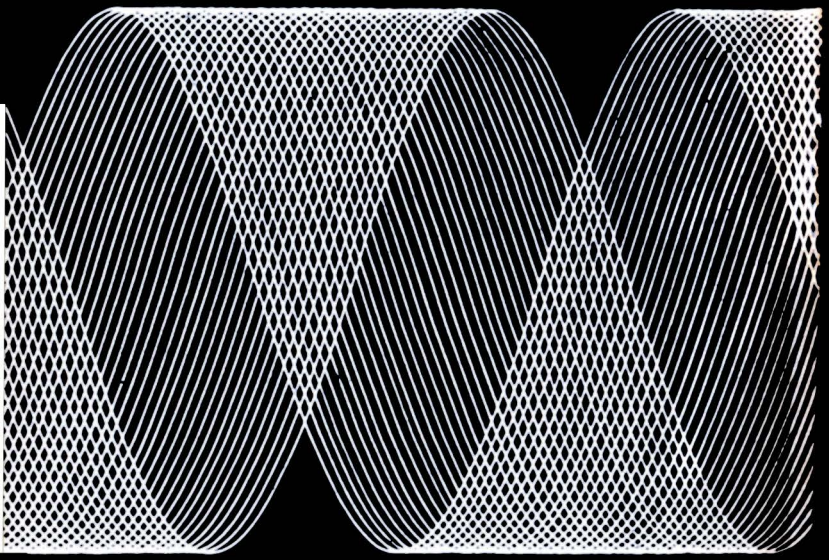
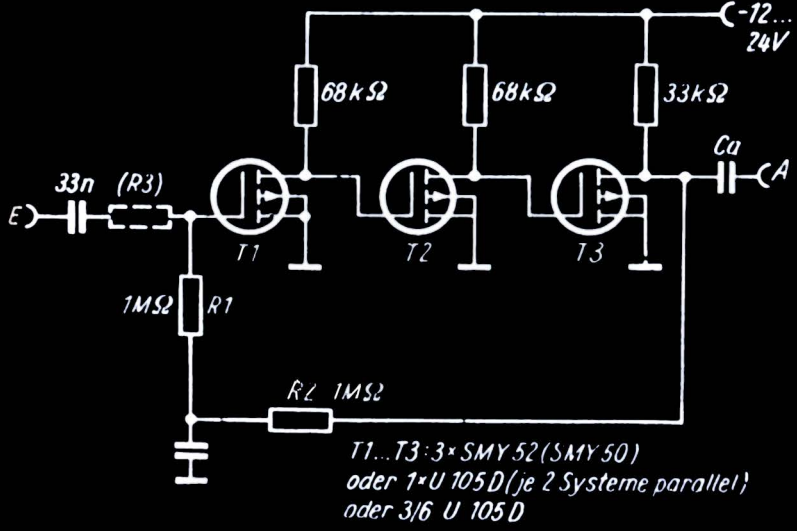
amateurreihe

electronica





Hagen Jakubaschk

162

MOSFET-Schaltungspraxis

Teil 2

LEER

electronica · Band 162

HAGEN JAKUBASCHK

MOSFET-Schaltungspraxis

Teil 2
Neue Schaltbeispiele
mit Feldeffekttransistoren

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1978, 1.–20. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1978
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV: 3539
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Marion Schilling
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Johanna Pulpit · Korrektor: Michael Haase
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 22. August 1977
Bestellnummer: 746 007 1
DDR 1,90 M

INHALT

	Vorwort	5
1.	NF-Schaltungen	7
1.1.	NF-Vorverstärker mit *SMY 50···SMY 52* und *U 105 D*	8
1.2.	Entzerrer-Vorverstärker für Schallplattenabtaster	14
1.3.	Tremolo-Modulator für elektronische Musik- und Trickzwecke	17
2.	HF-Schaltungen	20
2.1.	Allgemeine Hinweise	20
2.2.	Oszillatorschaltungen	21
2.3.	Dipmeter	28
2.4.	Audionschaltungen	30
3.	Meß- und Prüfgeräte	36
3.1.	Vereinfachtes MOSFET-Voltmeter mit *SMY 51*	36
3.2.	Temperatur-Meßeinrichtung mit linearem Skalenverlauf	39
3.3.	Höchstohm-Tester für Isolationsprüfungen	43
4.	Schaltungen der Elektronik	46
4.1.	Der T-Flip-Flop — ein getakteter RS-Speicher-FF	46
4.2.	Lichtmengen-Dosimeter	50
4.3.	Sinuston-Sirene	54
4.4.	Thyristorleistungsregler mit großem Regelbereich für universelle Anwendungen (Phasenanschnittregler)	58
4.4.1.	Grundschaltung für allgemeine Anwendungen (Helligkeits- und Drehzahleinstellungen)	58
4.4.2.	Ansteuerung mit Fotowiderstand — der Dämmerungsschalter	65
4.4.3.	Ansteuerung mit NF-Spannung — die „Lichtorgel"	67
5.	Sonderanwendungen	72

5.1. Selbststartautomatik für Magnetbandgeräte — der akustische Schalter 72
5.2. Annäherungsschalter 75
5.3. Elektronenblitz-Belichtungsmesser für Fotografen 79
5.4. Kraftfahrzeugelektronik-Anwendungen 87
5.4.1. Wischer-Intervallschalter 87
5.4.2. Dämmerungs- und Parklichtschalter 91
6. Literatur 94

Vorwort

Teil 1 dieser Broschüre ist als Band Nr. 143 in der Reihe *electronica* erschienen ([2]). Ebenso wie Teil 1 stellt auch der vorliegende Band eine Ergänzung zu [1] dar. Eine Einführung in Aufbau und Eigenschaften des Bauelements Feldeffekttransistor bietet [3]. Wie im ersten Band werden auch im vorliegenden nur MOSFETs der DDR-Produktion verwendet. Ihre wichtigsten Kenndaten und Kennlinien sind in Teil 1 von [2] zu finden. Alles dort und insbesondere in Vorwort und Einleitung zum Teil 1 Gesagte gilt ebenso für den vorliegenden Band und wird deshalb nicht nochmals wiederholt. Das bedeutet jedoch ausdrücklich, daß das dort Gesagte als beim Leser bekannt vorausgesetzt wird; insbesondere betrifft das die Handhabungs- und Einbauvorschriften von MOSFETs (Gateschutzmaßnahmen usw.).

MOS-Schaltkreise wurden hier wiederum (mit Ausnahme des zur U-10-Serie gehörenden 6fach-MOSFET *U 105D*) nicht berücksichtigt. Dazu ist alles Nähere in dem neu erschienenen Schaltkreis-Bastelbuch [4] zu finden; zu gegebener Zeit werden MOS-Schaltkreise außerdem in einer eigenen Broschüre in dieser Reihe behandelt werden.

Die Themenauswahl für den vorliegenden Band erfolgte so, daß das gebotene Material das in Teil 1 gezeigte ergänzt und erweitert; in einigen Fällen wurden auch neuere, gegenüber dem Teil 1 günstigere Schaltungslösungen zu dort bereits behandelten Objekten aufgenommen.

Dagegen wurden „gängige" Schaltungslösungen, die nach wie vor aktuell gültig sind — wie Multivibrator-Grundschaltungen, Zeitschalter und ähnliche — und zu denen bereits Teil 1 sowie [1] und [4] entsprechendes Material enthalten, nicht nochmals aufgenommen. Ebenfalls nicht mehr besonders eingegangen wird auf die Frage des Austausches von Import-MOSFET-Typen und ihre eventuelle Verwendbarkeit in den hier gezeigten Schaltungen

sowie auf die Verwendbarkeit der DDR-Typen für andersartige Schaltungen.
Dafür enthält [2] die notwendigen Hinweise; weiteres dazu findet der Leser auch in [5], in dem das Prüfen und Messen u. a. von MOSFETs behandelt ist. Auch darauf wird nicht mehr besonders eingegangen. Demzufolge ist der vorliegende Band ebenso wie Teil 1 eine Schaltungssammlung für den Praktiker.
Neu aufgenommen wurden einige Schaltungen der HF-Technik. Hierzu ist zu sagen, daß die DDR-MOSFET-Typen vom Hersteller nicht für HF-Zwecke vorgesehen wurden; für entsprechende Eigenschaften wird somit — obwohl bei den meisten Exemplaren vorhanden — keine Garantie übernommen. Die HF-Schaltungsvorschläge, die selbstverständlich wie alle übrigen Schaltungen erprobt und bei Beachtung der im Text von Fall zu Fall genannten Bedingungen nachbausicher sind, sollten daher trotzdem nur als Experimentiervorschläge für den fortgeschrittenen Amateur oder für den in der HF-Technik erfahrenen Praktiker angesehen werden. Alle übrigen Schaltungen sind bei Beachtung der allgemeinen Bedingungen für MOSFET-Schaltungen (wozu ggf. erstklassige Isolation der Verbindungsleiterbahnen auf Leiterplatten gehört, auch dazu siehe [2]) ebenfalls für den weniger geübten Amateur nachbausicher. Soweit für MOSFET-Exemplare bestimmte Kenndaten gefordert werden, kann ihre Messung nach den dazu in [2] und [5] angegebenen einfachen Verfahren erfolgen. Fast immer wird der Amateur auf MOSFETs aus dem preisgünstig angebotenen „Bastlerware"-Sortiment zurückgreifen können; das ist jedoch nur dann zu empfehlen, wenn die verwendeten Exemplare zuvor geprüft und ausgemessen werden können; bei der Verwendung von verbilligten Bastlerware-Bauelementen sollte dies aber ohnehin als selbstverständlich gelten.

Nahmitz, im November 1976 *Hagen Jakubaschk*

1. NF-Schaltungen

In Teil 1 dieses Titels ([2]) wurden bereits eine Anzahl von NF-Schaltungen gezeigt; die nachfolgend vorgestellten Schaltungen sind deshalb als Ergänzung dieser Thematik bestimmt. Zum Einsatz von MOSFETs in NF-Verstärkern ist grundsätzlich zu sagen, daß sich auch die Typen der *SMY*-Serie *SMY 50 ... SMY 52* — die vom Hersteller für digitale Anwendungen bestimmt sind und deren Kenndaten daher für analoge Anwendungen nicht garantiert werden können — trotzdem recht gut für NF-Verstärker verwenden lassen. Hierauf geht auch [6] — aus dem einige der gezeigten Beispiele sinngemäß übernommen wurden — näher ein. Problematisch kann der Einsatz von MOSFET in NF-Eingangsstufen mit geringer Eingangsspannung (im wesentlichen Mikrofonverstärker, Magnetton-Wiedergabeverstärker u. ä.) werden. Im hier interessierenden Frequenzbereich kann das Rauschen des MOSFET exemplarabhängig sehr unterschiedlich sein und ungünstigenfalls etwa 2 Größenordnungen über dem rauscharmer bipolarer Transistoren liegen. Dies gilt nur für MOSFET, während Sperrschicht-FET (SFET), die dem Amateur gelegentlich aus Importen zur Verfügung stehen, ähnlich rauscharm wie bipolare Transistoren und daher für Eingangsstufen erheblich besser geeignet sind. Der Amateur verwendet MOSFETs daher nur dann, wenn der mit Feldeffekttransistoren mögliche hohe Eingangswiderstand benötigt wird und wenn er nicht auf anderem Wege (auch nicht mit SFET) realisiert werden kann. Bei Eingangsspannungen im Pegelbereich unter einigen 10 mV wird dann eine Exemplarauswahl des MOSFET (Aussuchen rauscharmer Exemplare für die Eingangsstufen) nicht zu umgehen sein. Bisherige Erfahrungen zeigten allerdings, daß man — auch unter der preiswerten Bastelware — recht oft sehr rauscharme MOSFET-Exemplare findet. Falls

SFETs zur Verfügung stehen, kann der Amateur sie oft ohne Änderung der Schaltung (je nach Kanalleitfähigkeitstyp allenfalls mit umzupolender Betriebsspannung) an Stelle der in den Schaltbeispielen angegebenen MOSFET-Typen *SM 103* oder *SM 104* verwenden. Weiteres zum Thema Rauschen des MOSFET siehe in [2], dort in Abschnitt 1.6.

In den folgenden Schaltbeispielen wurde aus Übersichtlichkeitsgründen ein Gateschutz für die MOSFETs (Dioden o. ä.) nicht mit dargestellt. Man sollte ihn nach den dafür in [2] angegebenen Beispielen dann unbedingt vorsehen, wenn im fertigen Gerät die Gefahr eingangsseitiger Überspannungen besteht, Eingang oder Gatezuleitung berührungsgefährdet sind, und grundsätzlich auch dann, wenn am Eingang eine lösbare Verbindung (Steckbuchse!) vorgesehen wird.

1.1. NF-Vorverstärker mit *SMY 50 ... SMY 52* und *U 105 D*

Die folgenden Schaltbeispiele (nach [6]) sind für allgemeine Vorverstärkeranwendungen geeignet, und es werden p-Kanal-Anreicherungs-MOSFETs der *SMY*-Typenreihe verwendet. Dazu sei grundsätzlich erwähnt, daß sich die Verstärkung einer solchen Stufe näherungsweise nach $Vu \approx S \cdot Ra$ ergibt, wobei S die typ- und (in relativ geringen Grenzen) exemplarabhängige Steilheit des MOSFET (in mA/V bzw. mS) und Ra der wirksame Drain-Ausgangswiderstand sind. Der wirksame Drain-Ausgangswiderstand setzt sich zusammen aus dem arbeitspunkt-(drainstrom-) abhängigen Drain-Innenwiderstand des MOSFET (der in jedem Fall einige 10 bis 100 kΩ beträgt), zu dem parallel der äußere in der Schaltung vorgegebene Drain-Arbeitswiderstand und der am NF-Ausgang wirksam werdende Eingangswiderstand des Verbrauchers (z. B. einer nachfolgenden Verstärkerstufe) auftritt; die Parallelschaltung die-

ser drei Größen bestimmt Ra. Es hat daher keinen Zweck, den Drain-Arbeitswiderstand sehr groß zu bemessen, wenn der Verstärkerausgang nicht entsprechend hochohmig abgeschlossen werden kann. Ist letzteres gewährleistet, so führt die Erhöhung des Drain-Arbeitswiderstands zunächst zu höherer Verstärkung; eine Grenze dafür setzt der mit höherem Drain-Arbeitswiderstand zunehmend wirksamer werdende, ihm parallelliegende Innenwiderstand des MOSFET (Näheres dazu in [6]). Außerdem ist zu beachten, daß MOSFETs im Gegensatz zu bipolaren Transistoren ihr geringstes Rauschen bei Drainströmen im Bereich weniger Milliampere haben; bei weiter verringertem Drainstrom (als Folge höherer Drainwiderstände) nimmt das Rauschen wieder zu [2]. Dagegen läßt sich die Stufenverstärkung durch einen MOSFET mit höherer Steilheit entsprechend erhöhen, ohne daß hierzu Widerstandswerte in der Schaltung zu ändern sind. Gegenüber dem *SMY 50* mit einer Steilheit von etwa 3,5 mS ist deshalb grundsätzlich die Verwendung eines *SMY 52* ($S \approx 12{,}5$ mS) günstiger, wenn hohe Verstärkung angestrebt wird. Eine weitere Möglichkeit ist die Parallelschaltung mehrerer (datengleicher) MOS-Systeme. Bei den Mehrfach-MOSFETs *SMY 51* und *U 105* entspricht jedes der vorhandenen 2 bzw. 6 Systeme etwa dem System des *SMY 50* (je System $S \approx 3{,}5$ mS), so daß man die in einem *SMY 51* oder *U 105* vorhandenen Systeme ohne weiteres gate- und drainseitig parallelschalten kann, wobei sich die Steilheiten addieren. Wird z. B. statt eines *SMY 50* ein *U 105* verwendet, dessen 6 Systeme parallelgeschaltet sind, so hat man damit „ein MOSFET-System" mit $S \approx 20 \ldots 21$ mS zur Verfügung. Diese Möglichkeit wird man nur dann anwenden, wenn entsprechende Bauelemente ohnehin vorhanden sind, aber aus bestimmten Gründen ein mehrstufiger Verstärkeraufbau — bei dem sich die einzelnen Stufenverstärkungen multiplizieren, womit sich erheblich höhere Gesamtverstärkung erreichen läßt — vermieden werden soll. Anderenfalls ist diese Möglichkeit, mehrere Systeme eines MOSFET-Exemplars parallelzuschalten, unökonomisch. Dagegen ist die

Verwendung eines *SMY 52* hierbei fast immer günstiger als die des *SMY 50*.

Bild 1.1 zeigt die Grundform eines einstufigen Verstärkers. R 3 ist der Drain-Arbeitswiderstand, sein Wert hat nach dem Gesagten Einfluß auf die Stufenverstärkung. Mit R 3 = 5,6 kΩ und einem bei Ausgang A wirksamen Abschlußwiderstand von mindestens 50 bis 100 kΩ (so daß man für den Ausgang näherungsweise Leerlauf annehmen kann) beträgt die Stufenverstärkung etwa 5 (mit *SMY 50*) bzw. etwa 12 (mit *SMY 52*). Eine Arbeitspunkteinstellung entfällt. Die Gatevorspannung wird direkt aus der Drainspannung abgeleitet. Wie in [6] näher begründet, stellt sich die Drainspannung dann auf einen Wert etwas oberhalb der exemplartypischen Gateschwellenspannung (Treshold-Spannung) U_T — die bei −3 bis −6 V liegt — ein. Die Stufe läßt sich bis zu Ausgangsspannungen (Effektivwert für Sinusspannung) von etwa 0,7 · U_T aussteuern, ohne daß übersteuerungsbedingte Verzerrungen auftreten. Da über die Gatewiderstände R 1, R 2 eine starke NF-Gegenkopplung zustande käme, die die Stufenverstärkung stark reduziert, wird diese Gegenkopplung für NF-Spannungen mit Cg unwirksam gemacht. Mit Rücksicht auf den hohen Wert von R 2 soll Cg ein Foliekondensator (notfalls ein ausgesucht reststromarmer Elektrolytkondensator) sein. An dieser Schaltungsstelle bieten sich — in Bild 1.1 nicht dargestellt — Eingriffsmöglichkeiten für Frequenzgangbeeinflussungen an: Wird Cg verringert, so kommt mit sinkender Frequenz stärkere Gegenkopplung zustande, wobei

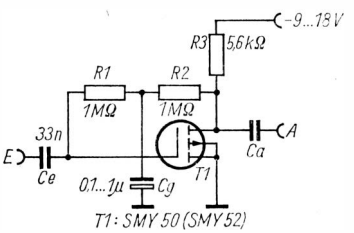


Bild 1.1
Einfache NF-Verstärkerstufe mit *SMY 50* ··· *SMY 52*

tiefe Frequenzen durch geeignete Bemessung von Cg und R 2 unterdrückt werden können. R 2 kann zu diesem Zweck einstellbar ausgelegt werden, was — da kein Gategleichstrom fließt — auf den Arbeitspunkt der Stufe ohne Einfluß bleibt. Legt man in Serie mit Cg gegen Masse einen (ggf. einstellbaren) Widerstand (etwa 1 bis 100 kΩ), so läßt sich mit ihm die Verstärkung einstellen. Wird dieser Serienwiderstand zu Cg mit wenigen Kiloohm fest bemessen, und legt man einen kleinen Kondensator parallel zu R 2, so kann damit in gewissen Grenzen eine Höhenanhebung bewirkt werden. Höhenabsenkung läßt sich mit geeignet bemessenem Parallelkondensator zu R 3 erreichen. Diese Maßnahme kann man sinngemäß auch bei den folgenden Schaltungen anwenden.

Eine große Stufenverstärkung bei gegebenem MOSFET erfordert großen Drainwiderstand. Damit in dessen Folge nicht der Drainstrom unerwünscht niedrig wird (womit neben ansteigendem Rauschen auch ein Absinken der verstärkungsbestimmenden Steilheit verbunden wäre) und unnötig hohe Betriebsspannungen vermieden werden, läßt sich statt R 3 eine Konstantstromquelle verwenden; außerdem muß man dann am Ausgang einen Impedanzwandler (2. MOSFET-System) nachschalten, um einen hochohmigen Drainabschluß der Verstärkerstufe zu gewährleisten. Ein entsprechendes Schaltbeispiel wurde bereits in [2], Abschnitt 2.1.2., vorgestellt. Eine andere Lösung dieses Problems zeigt Bild 1.2. Dabei wird der Drainwiderstand aufgeteilt und über den Elektrolytkondensator von 2 μF die Ausgangsspannung eingekoppelt (Bootstrap-Prinzip). T 2 wirkt dabei als Impedanzwandler, der am Ausgang A wirksame Belastungswiderstand soll mindestens 1 kΩ betragen (hier können also bereits übliche Verstärkerstufen mit bipolaren Transistoren nachgesetzt werden). Auch bei dieser Schaltung stellt sich der richtige Arbeitspunkt für T 1 und T 2 automatisch ein (Gegenkopplung über 3,3 + 2,2 MΩ; für Wechselspannung wird die Gegenkopplung mit dem 0,1-μF-Foliekondensator unwirksam gemacht, der funktionell somit dem Cg in der Schaltung nach Bild 1.1 ent-

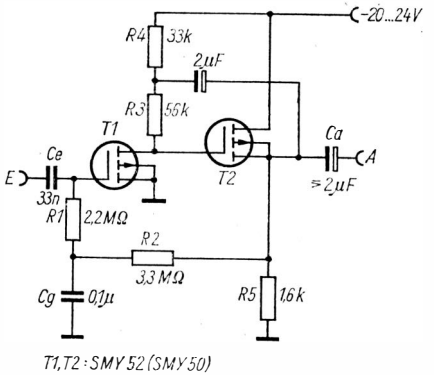


Bild 1.2 Verstärkerstufe nach [6] mit hoher Verstärkung und niederohmigem Ausgang

spricht). Da an Source T 2 die Gatespannung für T 1 (Wert etwas größer als U_T des T-1-Exemplars) entstehen muß und sich hierzu noch die für T 2 notwendige Gatevorspannung addiert, steht am Drain T 1 somit eine Drainspannung von mindestens 2 bis 3 · U_T. Deshalb muß in diesem Fall die Betriebsspannung, um noch ausreichenden Spannungsabfall über den Drainwiderstand des T 1 zu gewährleisten, mindestens −20 bis 24 V betragen. Der für T 1 dynamisch wirksame Drainwiderstand ist erheblich größer als 56 kΩ. Dies erklärt sich folgendermaßen: Da T 2 als Sourcefolge mit einer nur wenig unter 1 liegenden Spannungsverstärkung arbeitet (die gesamte Verstärkung wird nur von T 1 bewirkt), tritt die bei A verfügbare Ausgangsspannung oberhalb des 56-kΩ-Drainwiderstands mit fast dem gleichen Wert wie am Drain T 1 auf, d. h., an beiden Seiten des 56-kΩ-Widerstands ergibt sich nur eine geringe NF-Spannungsdifferenz. Dementsprechend gering ist der NF-Stromfluß durch diesen Widerstand, was, vom Drain T 1 her „gesehen", einem scheinbar erheblich vergrößerten Drain-Arbeitswiderstand entspricht. Entsprechend höher ist auch die Stufenverstärkung des T 1. Mit

der in Bild 1.2 angegebenen Dimensionierung lassen sich Stufenverstärkungen Vu ≈ 50 bis 60 realisieren. Mit Cg, R 2 und gegebenenfalls R 3 bieten sich in diesem Fall ebenso wie bei der Schaltung nach Bild 1.2 eventuelle Eingriffspunkte für Frequenzgangbeeinflussungen an.

Höhere Verstärkungen lassen sich durch einen mehrstufigen Aufbau des Verstärkers erreichen. Bild 1.3 zeigt ein Beispiel (weitere in [6]). Da der Drain zumindest von T 1 und T 2 jetzt nur durch den Drainwiderstand belastet wird, kann man diesen relativ hochohmig auslegen (wobei Kompromisse mit zunehmendem Rauschen und geringerer Stufenverstärkung, beides infolge geringer werdenden Drainstroms, zu schließen sind). Verwendet man getrennte MOSFETs, so sollten sie nach Möglichkeit annähernd gleiche U_T-Werte haben. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt wieder für alle Transistoren automatisch durch Gleichspannungsgegenkopplung vom Ausgang der letzten zum Gate der ersten Stufe, da der gesamte Verstärker direktgekoppelt ist. Vorausgesetzt wird dafür eine ungerade Stufenanzahl. Prinzipiell ist also gemäß Bild 1.3 auch ein 5stufiger Aufbau denkbar, womit man Verstärkungen Vu ≈ 5000 bis 10 000 erreichen kann, was praktisch jedoch wegen zunehmender Schwingneigung — und weil dabei das Rauschen der ersten Stufen schon zu groß wird — keinen Wert hat. Mit dem in Bild 1.3 gezeigten dreistufigen Aufbau läßt sich ein brauchbarer Kompromiß mit einer Ge-

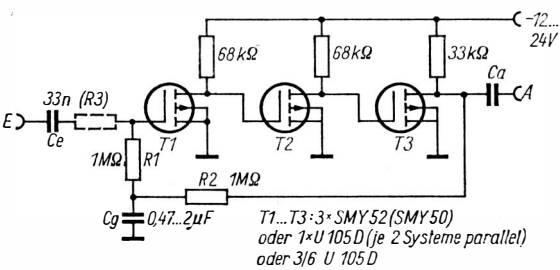


Bild 1.3 Mehrstufiger NF-Verstärker

samtverstärkung von Vu $\approx$ 500 bis 1500 erreichen. Für R 1, R 2 und Cg gilt das schon vorangehend Gesagte. Cg muß ein Foliekondensator, mindestens aber ein ausgesucht reststromarmer Elektrolytkondensator sein (bei versuchsweisem Abtrennen von Cg darf sich die zuvor am Drain T 3 gemessene Gleichspannung nicht wesentlich ändern). Vorteilhaft kann man für T 1 ... T 3 entweder je 1 System eines *U 105 D* benutzen (mit einem einzigen *U 105* läßt sich dann diese Schaltung, z. B. für Stereoverstärker, zweifach realisieren) oder — wenn nur ein NF-Kanal benötigt wird — je zwei Systeme eines *U 105* für eine Stufe parallelschalten und damit nach dem eingangs Gesagten die Stufenverstärkung erhöhen. Bei diesem Verstärker läßt sich die gewünschte Verstärkung exakt festlegen, wenn R 3 vorgesehen und Cg fortgelassen wird; R 1 + R 2 faßt man dann zu einem Wert (2,2 MΩ) zusammen. Zu R 3 addiert sich der Innenwiderstand Re der bei E angeschlossenen Quelle; er kann auch unmittelbar den Gesamtwert für R 3 darstellen. Die Gesamtverstärkung ergibt sich dann zu

$$\mathrm{Vu} \approx \frac{\mathrm{R\,1} + \mathrm{R\,2}}{\mathrm{R\,3} + \mathrm{Re}} \; ;$$

durch entsprechendes Bemessen von R 3 oder von R 1, R 2 läßt sich Vu somit festlegen. In allen drei gezeigten Schaltungen werden Eingangskondensator Ce und Ausgangskondensator Ca entsprechend der gewünschten unteren Grenzfrequenz wie üblich bemessen; der Wert für Ca hängt demzufolge vom Eingangswiderstand des nachfolgenden Verbrauchers ab. Eingehendere Hinweise und Berechnungen findet der Leser für diese und einige ähnliche Schaltungen in [6]. —

1.2. Entzerrer-Vorverstärker für Schallplattenabtaster

Für klanggetreue Wiedergabe von Schallplatten ist — insbesondere bei magnetischen oder dynamischen Abtastern —

eine normgerechte Frequenzgangentzerrung erforderlich. Einzelheiten dazu findet der Leser in [7]. Die für die Frequenzgangkorrektur benutzten RC-Glieder bewirken stets einen Pegelverlust, sie werden deshalb mit einer Verstärkerstufe zu einem „aktiven Entzerrer" kombiniert. Bild 1.4 zeigt einen solchen Entzerrer (der für Stereoabtaster zweifach aufzubauen ist, wobei auf genaue Übereinstimmung aller einander entsprechenden R- und C-Werte in beiden Entzerrern geachtet werden muß). Er ist mit einem *SM 103* bestückt. Für die angegebenen Widerstandswerte soll die Abschnürspannung Up des T 1 bei etwa 5 V liegen, gegebenenfalls kann der Sourcewiderstand etwas im Wert geändert werden. Mit dem Sourcewiderstand wird die erforderliche Gatevorspannung erzeugt. Die Entzerrerglieder — ihre Werte entsprechen der genormten Schallplatten-Schneidkennlinienentzerrung — liegen in einem Gegenkopplungszweig zwischen Drain und Gate; der Wert des Gatewiderstands 1 MΩ und des Eingangsserienwiderstands 100 kΩ gehen mit in die Entzerrerkennlinie ein und sollen daher beibehalten werden. Falls ein magnetischer Abtaster verwendet wird und für diesen vom Hersteller ein niederohmiger Abschlußwiderstand vorgeschrieben ist, kann man einen Widerstand entsprechenden Wertes parallel zu den Eingangsklemmen legen. Die Gesamtverstärkung dieser Schaltung ist bei 1 kHz etwa gleich 1, sie bringt also keine zusätzliche Verstärkung.

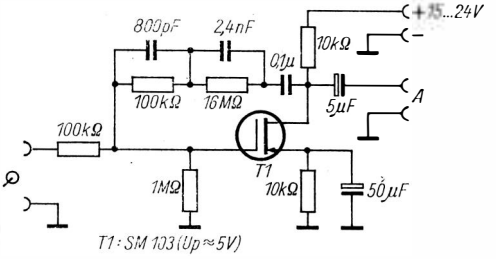


Bild 1.4 Entzerrerverstärker für Schallplattenabtaster

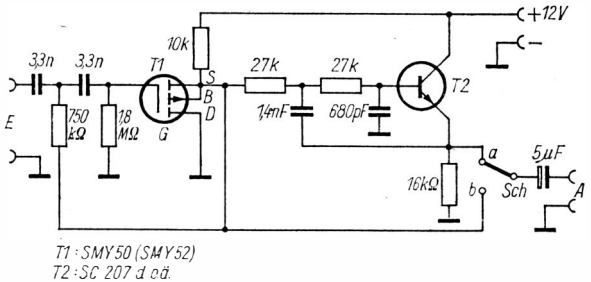


Bild 1.5 Aktives Rausch- und Rumpelfilter für Schallplattenwiedergabe. Einzelheiten siehe Text. Diese Schaltung kann mit der nach Bild 1.4 kombiniert werden

Hochwertige Schallplatten-Wiedergabeanlagen verfügen über Rausch- und Rumpelfilter zur Unterdrückung von Störgeräuschen (vgl. [7]). Dafür eignet sich die in Bild 1.5 gezeigte Schaltung. Sie ist in der 1. Stufe mit einem MOS-FET *SMY 50,* in der 2. Stufe mit einem Bipolartransistor *(SC 207* o. ä. npn-Si-Typ, vorzugsweise rauscharme Typen) bestückt. Beide Transistoren arbeiten lediglich als Impedanzwandler (T 1 in Drainbasisschaltung, T 2 in Kollektorschaltung), um entsprechend hochohmige Filterauslegung zu ermöglichen. Wegen der positiv gepolten Betriebsspannung liegt T 1 mit Drain an Masse, sein Bulk-Anschluß ist wie üblich mit Source (nicht Masse!) zu verbinden. Da die Transistoren hierbei keine Spannungsverstärkung ergeben, liegt die Gesamtverstärkung dieses aktiven Rausch- und Rumpelfilters bei $V_u \approx 0{,}85$ — die Ausgangsspannung ist also geringfügig niedriger als die Eingangsspannung. Dieser Schaltung muß deshalb ebenso wie der in Bild 1.4 gezeigten noch der sonst übliche NF-Vorverstärker nachfolgen, der sich in Wiedergabeanlagen meist schon befindet. Das Rauschfilter wird nur für die Wiedergabe stark abgenutzter Platten benötigt und läßt sich deshalb abschalten. In Stellung a des Umschalters Sch sind Rausch- und Rumpelfilter wirksam, in Stellung b nur das Rumpelfilter, wobei T 2 wirkungslos ist.

Die Schaltungen nach Bild 1.4 und Bild 1.5 können kombiniert (zu einer Baugruppe vereinigt) werden, wobei sich das Filter nach Bild 1.5 und der Entzerrer nach Bild 1.4 aus einer gemeinsamen Spannungsquelle mit etwa 15 bis 16 V speisen lassen. Das Filter nach Bild 1.5 wird dann mit seinem Eingang dem Ausgang des Entzerrers Bild 1.4 nachgesetzt. Der Ausgang A des Filters in Bild 1.5 sollte mit mindestens 10 bis 15 kΩ hochohmig abgeschlossen werden, oder man setzt zwecks niederohmigen Ausgangs eine weitere Emitterfolgerstufe (ähnlich T 2) nach. Diese läßt sich einfach mit einem Transistor gleichen Typs wie T 2 realisieren, dessen Kollektor man mit dem des T 2 in der Schaltung nach Bild 1.5 verbindet; seine Basis wird unmittelbar am Schaltkontakt Sch (statt Elektrolytkondensator) angeschlossen und der Emitter über etwa 5 kΩ mit Masse verbunden. Am Emitter schließt man außerdem den Ausgangselektrolytkondensator an. Wird er mit 10 µF bemessen, so kann der Ausgang dann mit etwa 1 kΩ belastet werden.

1.3. Tremolo-Modulator für elektronische Musik- und Trickzwecke

MOSFETs lassen sich sehr vorteilhaft als gesteuerte Widerstände auch für Wechselspannungen bis etwa 0,3 V~ (Effektivwert) verwenden. Die Betriebsbedingungen dafür sowie einige derartige Anwendungsbeispiele sind in [2] bereits näher beschrieben (Abschnitt 1.7. und Abschnitt 2.4.1. bis Abschnitt 2.4.3.). Im folgenden wird eine weitere Anwendung gezeigt, die allgemein als NF-Amplitudenmodulator, insbesondere für Vibrato- und Tremolo-Effekte ([7]) in der Musik, eingesetzt werden kann. Es handelt sich um eine übliche NF-Verstärkerstufe mit T 1 (Bild 1.6), die – wenn T 2 gesperrt ist oder als nicht vorhanden angesehen wird – emitterseitig stark gegenkoppelt und daher nur geringe Verstärkung hat. Verringert man den Emitterwiderstand des T 1 für Wechselspannung,

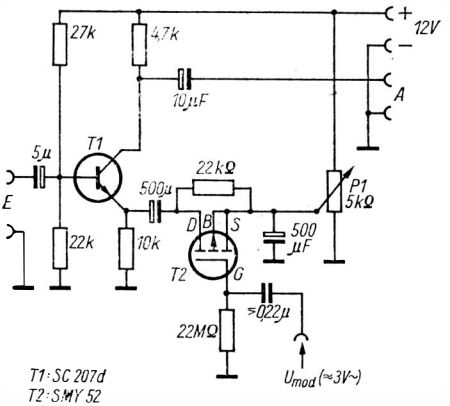


Bild 1.6 Tremolo-Modulator für elektronische Musik- oder Effektzwecke. T 2 wirkt als veränderlicher Widerstand

so steigt die Verstärkung. T 2 bildet einen gesteuerten Widerstand und arbeitet ohne Draingleichspannung. Das Gate liegt gleichspannungsmäßig an Masse; mit P 1 stellt man die Gatevorspannung durch Verändern des Sourcepotentials so ein, daß T 2 gerade zu öffnen beginnt (läßt sich an zunehmender Verstärkung des T 1 bzw. ansteigendem Ausgangspegel bei A erkennen). Wird dem Gate nun über den Modulationseingang eine Modulationsspannung U_{mod} zugeführt, so verändert T 2 in deren Rhythmus periodisch seinen Widerstand, womit die Verstärkung des T 1 und damit die Ausgangsamplitude bei A geändert werden. Grundverstärkung und Modulationsgrad lassen sich dabei in relativ weiten Grenzen mit P 1 einstellen. Bei U_{mod} sind etwa 3 V~ erforderlich. Für Tremolo-Erzeugung (Musikinstrumente) soll die Modulationsspannung eine Frequenz zwischen 1 und 12 Hz haben, die sich gegebenenfalls in Stufen verändern lassen soll. Man kann sie beispielsweise leicht mit dem in [2] (Abschnitt 4.3.2.) gezeigten MOSFET-Tiefstfrequenzgenerator bereitstellen. Die Modulatorschaltung nach Bild 1.6 – eventuell mit zugehö-

rigem Tiefstfrequenzgenerator zu einer Baugruppe vereinigt – wird an geeigneter Stelle in den vorhandenen NF-Weg (z. B. zwischen Gitarrentonabnehmer und Verstärkereingang oder zwischen Vor- und Hauptverstärker) eingeschaltet. Dabei ist lediglich zu beachten, daß mit Rücksicht auf den Aussteuerbereich von T 2 die Eingangsspannung bei E nicht über 0,3 V~ liegen soll, um Verzerrungen zu vermeiden.

Für akustische Trickzwecke kann man übrigens bei U_{mod} auch erheblich höhere Modulationsfrequenzen zuführen. Mit Frequenzen von 200 bis 600 Hz moduliert, klingt eine über diesen Modulator übertragene Sprechaufnahme beispielsweise ähnlich einer „Computerstimme". Die Modulationsfreqenz selbst ist dabei in den Sprechpausen kaum hörbar, den gesprochenen Silben aber je nach Einstellung von P 1 mehr oder weniger stark überlagert, wobei es durch Mischprodukte zwischen Sprech- und Modulatorfrequenzen noch zu zusätzlich verfremdend wirkenden Effekten kommt. Für derartige Anwendungen, bei denen die Modulationsfrequenz selbst schon im Hörbereich liegt, wird im allgemeinen eine sinusförmige Modulationsspannung vorteilhafter sein; gelegentlich kann jedoch auch eine Rechteck-Modulationsspannung (mit einfachem Transistormultivibrator leicht zu erzeugen) für derartige Geräuschtricks sehr wirkungsvoll sein. Für die „klassische" Tremolo-Effekterzeugung bei Musikinstrumenten eignen sich jedoch nur sinus- oder allenfalls trapezförmige Spannungen bei U_{mod}.

2. HF-Schaltungen

2.1. Allgemeine Hinweise

Wie einleitend gesagt, werden in diesem Band nur Schaltungen mit MOSFETs der DDR-Produktion vorgestellt. Obwohl diese häufig bis zu sehr hohen Frequenzen arbeitsfähig sind (das gilt insbesondere für *SM 103, SM 104,* während sich die *SMY*-Typen meist nicht wesentlich über 1 bis 3 MHz hinaus verwenden lassen), werden entsprechende HF-Eigenschaften und Kennwerte vom Hersteller nicht garantiert, und man muß mit erheblichen Exemplarstreuungen rechnen. Da hierüber nur der Versuch von Fall zu Fall entscheiden kann, werden im folgenden nur einige Anregungen für mögliche HF-Anwendungen gegeben.
Daß die HF-Anwendung von MOSFETs durchaus erfolgversprechend sein kann — dem erfahrenen Funkamateur bieten sich zahlreiche lohnende Versuchsmöglichkeiten —, zeigen u. a. die Veröffentlichungen [8] bis [11], auf die in diesem Zusammenhang besonders verwiesen sei.
Insbesondere bei den mit *SM 103/SM 104* bestückten Schaltungen wird der Amateur vorteilhaft die sehr preiswert angebotenen Bastelware-MOSFETs verwenden können; da sich hiervon leicht eine ausreichende Anzahl bereithalten läßt, ergeben sich für die Exemplarauswahl im Hinblick auf HF-Eignung nicht allzu große Probleme. Bis zu Frequenzen von einigen wenigen Megahertz ließen sich bei entsprechenden Reihenversuchen noch fast alle untersuchten Bastlerware-MOSFETs verwenden; selbst bei Frequenzen oberhalb 30 MHz erweisen sich noch erstaunlich viele Exemplare als einsatzfähig. Einige der untersuchten Exemplare aus einer größeren Anzahl *SM 103/SM 104*-Bastlerware unterschiedlicher Produktionschargen waren sogar noch bis weit über 200 MHz schwingfähig. Trotzdem muß davor gewarnt werden, diese recht ermutigenden Ergebnisse zu ver-

allgemeinern. Die Auswahl geeigneter Exemplare geschieht beim Amateur zweckmäßig direkt in der vorgesehenen fertig aufgebauten Schaltung, wobei man für den MOSFET ausnahmsweise eine Transistorfassung benutzt. Im übrigen können die für *SM 103/SM 104* im folgenden vorgestellten Schaltungen auch mit sehr vielen der gelegentlich dem Amateur zugänglichen Import-Feldeffekttransistoren, insbesondere mit Sperrschicht-FETs, problemlos realisiert werden, zumal diese oftmals für HF-Zwecke bestimmt sind. Eine Schaltungs- oder Werteänderung wird bei Verwendung von Import-SFETs statt *SM*-Typen in den folgenden Schaltungen meist nicht erforderlich sein; oft können beim Einsatz von SFETs die für MOSFETs erforderlichen Gatedioden (D 1 in den Schaltungen nach **Bild 2.1, Bild 2.3 und** Bild 2.6) entfallen. Auch darüber gibt gegebenenfalls der Versuch Aufschluß. Die nachfolgenden Schaltbeispiele haben jedoch nicht die Zielstellung, die grundsätzlich mögliche Schaltungstechnik für HF-Schaltungen mit FETs zu zeigen, sondern sollen speziell als Anregungen für den möglichen Einsatz der — nicht für HF bestimmten — DDR-MOSFET-Typen dienen und sind also vorzugsweise auf diese Typen hin bemessen. Damit ist zugleich angedeutet, daß es für FETs, die vom jeweiligen Hersteller speziell für HF-Verwendung vorgesehen sind, durchaus günstigere Schaltungsvarianten als die vorgestellten geben kann, die sich dann aber nur mit diesen FET-Typen, nicht jedoch mit den hier zugrunde gelegten DDR-Typen realisieren lassen und die aus diesem Grund nicht berücksichtigt werden konnten. Grundsätzliche Hinweise dafür, wieweit in vorgegebenen Schaltungen der Austausch von DDR-Typen gegen Import-FET-Typen und umgekehrt möglich ist, findet der Leser in [2] und [5].

2.2. Oszillatorschaltungen

Der ausländischen Literatur entstammt ein Schaltungsvorschlag für einen Quarzoszillator, der im Laborversuch auch

mit dem *SM 103/SM 104* (es wurden Exemplare aus der ungetypten Bastlerware erprobt) erfolgreich realisiert wurde. Bild 2.1 zeigt diese Schaltung. Einige Exemplare des T 1 waren im Versuch noch mit einem 27 120-kHz-Quarz (Modellfernsteuerfrequenz) schwingfähig. C und L werden auf die Quarzfrequenz abgestimmt und wie für derartige Schaltungen üblich bemessen. Die Rückkopplung kommt über die innere Drain-Gate-Kapazität des T 1 zustande. Falls sich kein Anschwingen erreichen läßt, kann diese Kapazität mit einem kleinen Zusatzkondensator (1 bis 3,3 pF, jedoch nicht über 10 pF) zwischen Drain und Gate des T 1 erhöht werden (als Ck punktiert im Bild angedeutet), bzw. es genügt dafür schon die Kapazität des 22-Ω-Drainwiderstands gegen die am Gate liegenden Bauelemente bei entsprechender Anordnung. D 1 kann eventuell von Vorteil sein, wenn die Rückkopplung zu stark ist; durch HF-Gleichrichtung stellt sich dann eine negative Gatespannung und damit in gewissen Grenzen eine automatisch stabilisierte Amplitude ein. Die Brauchbarkeit dieser Maßnahme hängt ebenso wie eine eventuelle Zusatzkapazität Ck jedoch sehr vom T-1-Exemplar ab und läßt sich nur durch Versuch erproben, da sich die einzelnen MOSFETs hierbei unterschiedlich verhalten können. T 2 wirkt lediglich als Impedanzwandlerstufe für die niederohmige Abnahme der

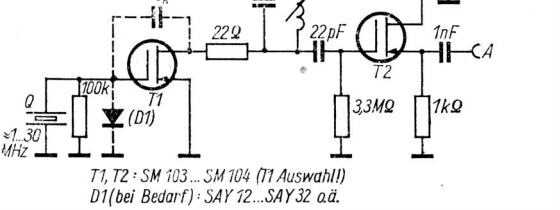


Bild 2.1 Quarzoszillator mit MOSFET. Zur Bemessung siehe Text. Die Rückkopplung kommt über die inneren MOSFET-Kapazitäten zustande

HF ohne Bedämpfung des Drainschwingkreises und ist — seine HF-Tauglichkeit vorausgesetzt — relativ unkritisch. Unterhalb etwa 1 MHz ist diese Schaltung wenig vorteilhaft.

Ebenfalls der ausländischen Literatur entnommen und labormäßig mit DDR-MOSFETs erprobt wurde die etwas anspruchsvollere Quarzoszillatorschaltung nach Bild 2.2. Sie eignet sich — wiederum HF-Tauglichkeit von T 2 und insbesondere von T 1 (ebenfalls Auswahl erforderlich, aber weniger kritisch als bei der Schaltung nach Bild 2.1) vorausgesetzt — für Quarzfrequenzen zwischen 100 kHz und maximal etwa 30 MHz. Die für C 1 und C 2 angegebenen, für den Bereich um 1 MHz geeigneten Werte müssen für andere Frequenzbereiche entsprechend abgeändert werden (dabei soll stets C 1 ≈ C 2 sein). C 3 ist der bekannte „Ziehkondensator" zum genauen Abgleich der Quarzfrequenz. Bei dieser Schaltung handelt es sich um einen modifizierten *Pierce*-Oszillator, dem wieder eine Sourcefolgerstufe T 2 als Trennverstärker nachgeschaltet ist. Diese Schaltung hat, wenn man sie mit entsprechend der Betriebsfrequenz ausgewähltem T-1-Exemplar zum Schwingen bringt (im Labor-

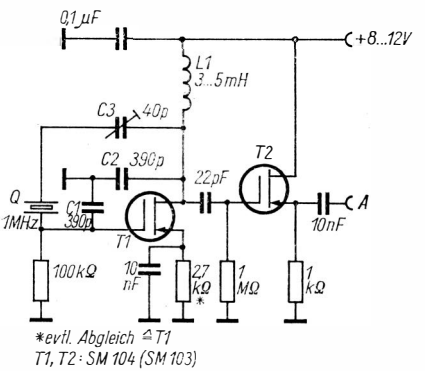


Bild 2.2 Hochwertiger Quarzoszillator mit MOSFET

versuch erwiesen sich bei 1 MHz von 26 erprobten, der ungetypten Bastelware entnommenen T-1-Exemplaren immerhin 18 als geeignet), neben dem Vorteil des fehlenden LC-Schwingkreises — die Drain-Drossel L 1 ist relativ unkritisch — vor allem eine ausgezeichnete Frequenzstabilität, die nahezu der des Quarzes selbst entspricht. Dies kommt außer durch die verhältnismäßig wenig temperatur- und spannungsabhängigen MOSFET-Parameter beim gewählten Arbeitspunkt vor allem durch die relativ großen Werte für C 1 und C 2 zustande, denen gegenüber die MOSFET-Kapazitäten und deren Änderung nicht mehr ins Gewicht fallen. Zur guten Frequenzkonstanz trägt auch die wegen des hochohmigen Sourcewiderstands (der dafür angegebene Richtwert von 2,7 kΩ kann je nach T-1-Exemplar relativ weit abweichen, sollte aber nicht kleiner sein, als zum sicheren Anschwingen notwendig) gute Arbeitspunktstabilisierung bei.

Dieser Oszillator (der Quarz schwingt stets auf seiner Grundwelle; das gilt auch für Oberwellenquarze, die deshalb weniger geeignet sind) ist deshalb auch sehr gut als Zeitbasisgenerator für digitale Schaltungen (z. B. für Zählfrequenzmesser oder Quarzuhren) geeignet. Für derartige Anwendungen kann dem Ausgang A unmittelbar ein *Schmitt*-Trigger o. ä. Impulsformerschaltung (auch mit MOS- oder TTL-Schaltkreisen gut realisierbar, dazu [4] zur Erzeugung der jeweils systemgerechten Impulsform) nachgeschaltet werden. Diese Schaltung läßt sich in solchen Fällen auch mit — 13 V (MOS-Schaltkreis-Betriebsspannung, vgl. [4]) oder — wenn beide Sourcewiderstände etwa verdreifacht werden — mit — 27 V betrieben. Man legt dann die positive Speiseleitung in der Schaltung nach Bild 2.2 an Masse und sämtliche Masseanschlüsse an die negative Speisespannung. Diese ist dann außerdem direkt am Oszillator mit 0,1 μF gegen Masse abzublocken, wie in Bild 2.2 für die positive Zuleitung dargestellt. Für extreme Ansprüche an die Frequenzkonstanz ist für den Quarz eine Temperaturstabilisierung (Thermostat; [1] u. ä.) erforderlich. Da auch C 3 einen dann nicht mehr zu vernachlässigenden Tem-

peraturkoeffizienten hat, bringt man zweckmäßig die gesamte, sehr gedrängt aufzubauende Schaltung nach Bild 2.2 in dem Thermostaten unter. Eine Frequenz von etwa 2 bis $3 \cdot 10^{-6}$ läßt sich jedoch mühelos (im Rahmen der für Wohnraumklima normalen Grenzwerte der Temperatur) auch ohne besondere Temperaturstabilisierung erreichen, wie es der Musteraufbau gezeigt hat. Die Betriebsspannung sollte dann jedoch stabilisiert sein.

Bild 2.3 zeigt eine Oszillatorschaltung ohne Quarz. Sie läßt sich mit der kapazitiven Dreipunktschaltung (z. B. ECO-Oszillator der klassischen Röhrentechnik) vergleichen. Für die Halbleiterauswahl (T 1) und die am Gate von T 1 vorhandene Diode gilt das dazu bei Bild 2.1 schon Gesagte. In Bild 2.3 sind Richtwerte für eine Schwingfrequenz von etwa 10 MHz (bei der von 26 für T 1 erprobten MOSFETs aus dem ungetypten Bastlerware-Angebot ähnlich *SM 103/ SM 104* immerhin noch etwa jedes 2. Exemplar im Laborversuch schwingfähig war) angegeben.

Für andere Frequenzen sind neben C 1 und L 1 auch die beiden 470-pF-Kondensatoren im Wert abzuändern, wobei es für einige T-1-Exemplare günstig sein kann, diese beiden Kondensatoren ungleich groß auszulegen. Grundsätzlich erlaubt diese Schaltung Schwingfrequenzen bis weit über 100 MHz; allerdings läßt sich die aus [11] hervorgehende Aussage, wonach fast alle *SM 103/SM 104* bis zu

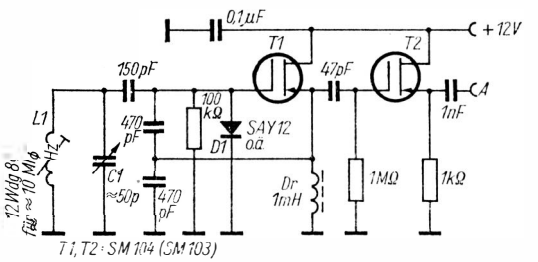


Bild 2.3 LC-Oszillator mit durchstimmbarer Frequenz. Diese Schaltung kann auch als Audionempfänger geeignet sein

Frequenzen um 100 MHz tauglich seien, nach den Erfahrungen des Verfassers zumindest für die Bastlerware-MOSFET nicht ganz so optimistisch beurteilen. Dagegen dürften für experimentierfreudige Radiobastler mit dieser Schaltung Versuche im Mittelwellenbereich als Audionschaltung recht lohnend sein. L 1 wird dann wie dafür üblich als Ferritstabantenne ausgelegt, die Gatediode D 1 ist dabei in jedem Fall erforderlich und sollte für Audionzwecke eine Germaniumdiode (*GA 100* o. ä.) sein. Die Drossel Dr läßt sich in diesem Fall eventuell durch einen Widerstand (Richtwert etwa 1 kΩ) ersetzen. Die Rückkopplungsregelung bei Audionbetrieb kann entweder durch Ändern dieses statt Dr eingesetzten Widerstands oder besser durch Ändern der — über Potentiometer zuzuführenden — Betriebsspannung vorgenommen werden. Der Gatekondensator vor T 2 wird für Audionbetrieb auf 10 nF vergrößert, dem Sourcewiderstand von T 2 sind 10 nF parallelzuschalten, den Source-Auskoppelkondensator 1 nF bemißt man jetzt als Elektrolytkondensator mit etwa 5 μF. Hinter A kann dann ein beliebiger NF-Verstärkerteil folgen. Dem 0,1-μF-Entkopplungskondensator an der Betriebsspannungsleitung (Drains T 1, T 2) ist bei dieser Anwendung ein 50-μF-Elektrolytkondensator parallelzulegen. Diese — vom Autor nur beiläufig mit einem gerade eingesetzten T-1-Exemplar interessehalber zur ersten Orientierung erprobte — Audionempfänger-Variante brachte erstaunlich gute Ergebnisse, die einem herkömmlichen Transistoraudion etwa vergleichbar waren (für das Audion mit Bipolartransistor benötigt man allerdings weniger Bauelemente und geringere Betriebsspannung). Immerhin kann das MOSFET-Audion von experimentellem Interesse sein.

Bild 2.4 zeigt eine vorteilhaft und vielseitig einzusetzende Schaltung für einen klirrarmen Gegentaktoszillator. Sie vermag eine schon recht beachtliche HF-Leistung aufzubringen (einige 10 mW und mehr) und dürfte sich deshalb u. a. für HF-Generatoren in halbleiterbestückten Magnetbandgeräten eignen. Für vorhandene positive Betriebsspannungen werden die Minusleitung an Masse und alle in der

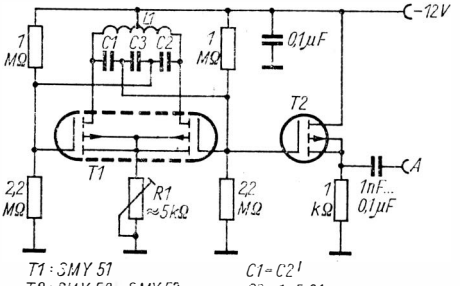


Bild 2.4 Gegentaktoszillator mit *SMY 51*. Verwendbar zwischen einigen Kilohertz und 2 bis 3 MHz

Schaltung nach Bild 2.4 angegebenen Masseanschlüsse an die positive Betriebsspannung gelegt. Unterhalb 12 V Betriebsspannung läßt sich diese Schaltung aber nur mit auf geringe Schwellenspannung ($U_T \approx 3$ bis 4,0 V) ausgesuchten MOSFETs, unterhalb 9 V jedoch nicht mehr verwenden. Die Widerstandswerte sind relativ unkritisch. R 1 wird je nach MOSFET-Exemplar T 1 und Verwendungszweck des Geräts auf sicheres Anschwingen eingestellt (wegen des Gegentaktprinzips ist der Klirrfaktor der Schwingung dann sehr gering), oder falls der Klirrfaktor nicht interessiert, läßt sich R 1 auf maximale HF-Leistungsausbeute einstellen (dabei dürfen 25 mA in der Mittenzuleitung von L 1 keinesfalls überschritten werden). Für T 1 ist wegen der notwendigen Kennliniengleichheit ein *SMY 51* (Doppel-MOSFET) zu bevorzugen; prinzipiell kann der Oszillator aber auch mit zwei datengleichen *SMY 50* bestückt werden. L 1 wird je nach gewünschter Frequenz bemessen, ebenso C 1, C 2 und C 3 (dabei die in der Schaltung nach Bild 2.4 dafür angegebene Beziehung beachten! Wert C 3 erproben, falls Anschwingschwierigkeiten auftreten). Die Schwingkreisberechnung geschieht nach den aus der allgemeinen Amateurliteratur bekannten Grundlagen, wobei für C des Schwingkreises der Wert der aus der Serienschaltung C 1 . . . 3 resultierenden Kapazität einzusetzen ist. Die HF-

Spannung wird entweder wieder über eine Impedanzwandler-Trennstufe (T 2) abgenommen — Auskoppelkondensator vor Ausgang A je nach Frequenz — oder unter Verzicht auf T 2 durch induktive Auskopplung aus L 1 in bekannter Weise entnommen.
Für die Verwendung als HF-Vormagnetisierungsgenerator kann der Sourcewiderstand von T 2 zum Vormagnetisierungsabgleich als 1-kΩ-Potentiometer ausgebildet werden, an dessen Schleifer dann die HF abzugreifen ist. Bei modernen Ferrit-Löschköpfen mit geringem Leistungsbedarf — die Generatorleistung reicht dann bereits zur sicheren Bandlöschung aus — läßt sich der Löschkopf parallel zu L 1 oder an geeignet gewählte Anzapfungen dieser Spule anschließen. Mit entsprechend ausgelegtem Schwingkreis kann man diese problemlose Schaltung, die sich auch durch sehr gute Frequenzstabilität auszeichnet, in einem weiten Frequenzbereich (zwischen einigen Kilohertz — NF-Bereich! — und, abhängig vom T-1-Exemplar, einigen Megahertz) verwenden. Die maximale Betriebsspannung kann 25 V betragen, dann darf jedoch der — in der Mittelanzapfung von L 1 zu messende — Drainstromfluß 10 mA nicht übersteigen (mit R 1 einstellbar).

2.3. Dipmeter

Resonanzfrequenzmesser sind im Amateurfunkbereich als transistorisierte Dipmeter bekannt. Sie lassen sich ebenfalls günstig mit MOSFETs aufbauen. Bild 2.5 gibt dafür ein Beispiel. Weitere Beispiele sowie Grundsätzliches zur Anwendung dieser Geräte enthält [10].
Das Prinzip der in Bild 2.5 gezeigten Schaltung ähnelt der bipolaren Transistorschaltungstechnik und bedarf deshalb keiner näheren Erläuterung. Der Umschalter S 1, S 2 (für den sich ein einpoliger Einbau-Kippumschalter der üblichen Art geeignet) gestattet die Wahl zwischen aktiver und passiver Betriebsweise. Bei passiver Betriebsweise ist T 1 wirkungslos, und D 1 arbeitet als einfacher HF-Gleichrichter

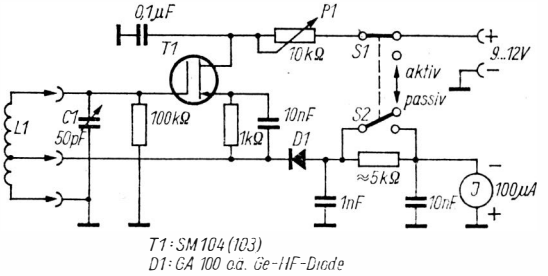


Bild 2.5 Dipmeter mit MOSFET. Zur Dimensionierung von L 1 (Steckspulen, auswechselbar) siehe Tabelle

für das Anzeigeinstrument (für das sich vorteilhaft die in industriellen Kleinmagnettongeräten üblichen Aussteuerungsanzeiger verwenden lassen). Bei aktivem Betrieb arbeitet T 1 als Oszillator. Mit P 1 wird auf gerade erfolgenden Schwingeinsatz eingestellt, wobei die Anzeige am empfindlichsten ist. Dabei wirkt D 1 für die vom MOSFET-Oszillator erzeugte HF-Spannung als Gleichrichter; je nach erzielter Schwingamplitude muß der mit 5 kΩ angegebene Widerstand im Instrumentkreis so bemessen werden, daß das Instrument nicht überlastet wird. Die für D 1 angegebene Diodenpolung soll eingehalten werden, da die Diode gleichzeitig Schutzfunktion gegen Instrumentüberlastung hat, falls man das Dipmeter einmal ohne angesetzte Steckspule betreibt. In der für Dipmeter bekannten Weise wird C 1 mit Frequenzeichung versehen. Für L 1 finden Steckspulen in einer der ebenfalls für diesen Zweck bekannten Ausführungsformen Verwendung. Richtwerte dafür (nach [10]) gibt die folgende Tabelle an.

Übrigens kann auch diese Schaltung experimentell als MOSFET-Audionempfänger betrieben werden (L 1: Mittelwellen-Ferritstabantenne, C 1: Drehkondensator 350 bis 500 pF), wofür man Instrument I durch einen Widerstand (5 bis 10 kΩ) ersetzt. Parallel zu diesem Widerstand läßt sich die NF-Ausgangsspannung abnehmen. Bei Dipmeter-Verwendung kann parallel zum Instrument über Buchsen

ebenfalls eine eventuell vorhandene NF-Modulation der kontrollierten HF-Schwingung abgegriffen werden (Monitor-Verwendung zum Mithören bei Sendebetrieb).

Tabelle Spulendaten für L 1 in Bild 2.5

Bereich MHz	L 1		Anzapfung von Masse	Drahtdurchmesser mm	Spulendurchmesser mm
	µH	Wdg.	Wdg.		
1,16... 2,25	280	120	30.	0,2 CuL	25
2,0 ... 4,1	99	72	18.	0,3 CuL	25
3,9 ... 8,0	25	46	12.	0,4 CuL	18
7,7 ... 16,1	6,6	19	5.	0,7 CuL	18
15,4 ... 32,5	1,7	11	≈ 3...4.	1,0 CuL	18*)
32,0 ... 66,0	0,4	≈ 4	≈ 1...2.	1,0 CuAg	18*)
50,0 ...110,0	0,16	≈ 3	= $1^1/_2$	1,0 CuAg	10*)

*) Bemerkung: Spulendaten stark abhängig von Tauglichkeit und Exemplardaten des MOSFET T 1! Eventuell Exemplarauswahl für T 1 nach den in [8] angegebenen Hinweisen erforderlich!

2.4. Audionschaltungen

Einfache Audionschaltungen für AM-Rundfunkempfang sind beliebte Bastelobjekte; entsprechende zahlreiche Schaltungen mit bipolaren Transistoren findet der Leser in der Amateur- und Bastlerliteratur. MOSFET-Schaltungen lassen sich für diesen Zweck ebenfalls ermöglichen, jedoch ist die Audionschaltung mit MOSFET im allgemeinen ungünstiger, weil sie mehr Bauelemente und höhere Betriebsspannungen erfordert als herkömmliche Transistorschaltungen dieser Art. Das MOSFET-Audion hat deshalb für den Amateur nur geringe praktische Bedeutung, kann aber ein lohnendes Experimentierobjekt sein.

Grundsätzlich eignen sich bereits die in Bild 2.3 und Bild 2.5 gezeigten Schaltungen für Audionbetrieb, die erforderlichen Hinweise dazu wurden bei den zugehörigen Schaltungsbeschreibungen bereits genannt. Man kann jedoch auch beim MOSFET-Audion mit dem Prinzip der klassischen *Meißner*schen Rückkopplung (induktive Rückkopplung) arbeiten. Wegen des hochohmigen Gateeingangswiderstands des MOSFET egeben sich dann Schaltungsdimensionierungen, die Ähnlichkeit mit dem klassischen Röhren-Audion aus der Anfangszeit des Rundfunks haben.
Beispielsweise ist die beim Einsatz bipolarer Transistoren notwendige Anzapfung des Schwingkreises — um ihn nicht zu stark mit dem Eingangswiderstand des Transistors zu bedämpfen — beim MOSFET nicht notwendig. In alten Bastelkisten finden sich gelegentlich noch vollständige „Einkreiser-Spulensätze" für röhrenbestückte Audionempfänger, wie sie in den 40er und 50er Jahren weit verbreitet waren. Es kann recht reizvoll sein, solche — inzwischen bereits einen gewissen Antiquitäten-Wert aufweisende — Spulensätze statt mit einer Röhre mit einem MOSFET zu betreiben und dadurch zu einem technischen Kuriosum, einem „Oldtimer-Radio", bestückt mit modernen Halbleitern, zu gelangen. Selbstverständlich ist auch die Selbstanfertigung geeigneter Spulen leicht möglich. Bild 2.6 zeigt die Schaltung eines derartigen Audionempfängers für Kopfhörerbetrieb. L 1, L 2, L 3 bilden den Spulensatz, für den man einen alten Röhren-Einkreisspulensatz unverändert verwenden kann. Bei Selbstanfertigung ist der Wickelsinn der Spulen zu beachten (Wicklungsanfänge sind im Bild angegeben). Daten dafür werden abschließend genannt. L 1 ist die Schwingkreisspule. Abgestimmt wird mit einem Drehkondensator, der für alte Röhren-Spulensätze im allgemeinen 500 pF haben muß (und für „stilechten" Aufbau ebenfalls eine Uralt-Ausführung sein kann). Die Antennenenergie wird über L 2 eingekoppelt. Für diese Empfänger ist allerdings eine „Hochantenne" oder ein entsprechender Behelf (ausgespannter Draht) erforderlich, wenn man auf alte Spulensätze zurückgreift. Etwas ungewohnt — aber im

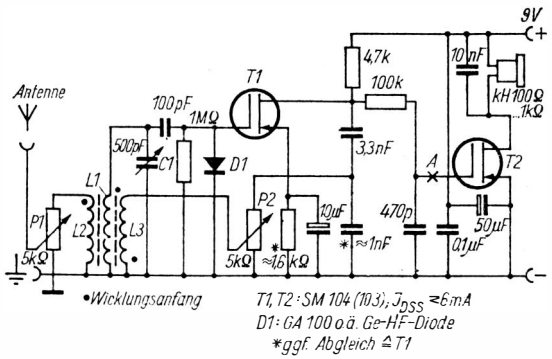


Bild 2.6 MOSFET-Audionempfänger mit an die klassische Röhrenschaltungstechnik angelehnter Dimensionierung. Hierfür können Bauelemente aus dem Röhrenzeitalter verwendet werden (L 1···L 3, C 1). Masse und Erdanschluß sind miteinander verbunden

frühen Röhrenzeitalter üblich gewesen — ist die Regelung der Antennenenergie am Eingang mit P 1. Die gewählte Anschlußweise bewirkt, daß sich mit P 1 in weiten Grenzen eine Lautstärkeregelung ohne Ändern des Rückkopplungsfaktors ermöglichen läßt, da der Einfluß der Stellung von P 1 auf den Schwingkreis relativ gering bleibt. Man kann jedoch auch auf P 1 verzichten und die Antenne über einen Kondensator (Richtwert etwa 33 bis 100 pF) direkt an L 2 ankoppeln. Werden — wie später erwähnt — L 1 und L 3 auf Ferritantennenstab gewickelt, so entfallen P 1 und L 2. Die vom Schwingkreis abgegriffene HF-Spannung wird dem Gate des T 1 (ggf. ist ein HF-taugliches Exemplar durch Versuch auszuwählen) zugeführt. In der klassischen Audionschaltung hätte das Gate — das funktionell dem früheren Röhren-Gitter entspricht — zusätzlich eine Gleichrichterfunktion (Demodulation der HF-Spannung) auszuführen. Da ein MOSFET-Gate keinen Sperrschichtübergang und somit auch keine Gleichrichterwirkung hat, muß diese Funktion zusätzlich mit der Diode D 1 — die eine Germaniumdiode sein soll — ausgeführt werden. Falls dem Ama-

teur aus Importen ein Sperrschicht-FET (SFET) zur Verfügung steht, läßt sich dieser sehr vorteilhaft für T 1 verwenden, wobei D 1 entfällt. In diesem Fall kann — je nach SFET-Typ — das Weglassen der Sourcekombination 1,6 kΩ/ 10 µF von Vorteil sein (Source T 1 direkt an Masse), weil sie beim SFET eine Gatevorspannung bewirkt, die den Demodulationseffekt weitgehend beeinträchtigt. Beim MOSFET ist dies nicht der Fall, weil man D 1 gegen Masse schaltet (D 1 kann deshalb auch bei Verwendung eines SFET erheblichen Gewinn an Empfindlichkeit bringen); D 1 wird in dieser Anschlußweise gleichspannungsmäßig nicht vorgespannt. Mit der gezeigten Polung ergibt D 1 — wie beim Röhrenaudion — eine aus der HF-Richtgleichspannung herrührende zusätzliche Gatevorspannung, die den MOSFET „herabregelt" und somit in gewissen Grenzen eine selbsttätige Verstärkungsregelung bewirkt, wie das auch beim klassischen Röhrenaudion der Fall ist. T 1 verstärkt die HF-Spannung; ein — vom Exemplar des T 1 abhängiger — Anteil dieser Drain-HF-Spannung wird über den kapaziti ven Spannungsteiler 3,3 nF/≈ 1 nF dem Rückkopplungsregler P 2 zugeführt. Die Rückkopplung stellt man in diesem Fall also (der derzeitigen Bauelementesituation angemessen) mit Potentiometer ein. Selbstverständlich kann statt P 2 auch in klassischer Schaltungsweise ein Rückkopplungs-Drehkondensator (180 bis 250 pF, eventuell mit dazu in Serie gelegtem Festkondensator 50 bis 500 pF) verwendet werden, der zwischen Drain T 1 und Anschluß L 3 geschaltet wird. Die Rückkopplung (P 2 oder Drehkondensator) stellt man so ein, daß das Audion gerade noch nicht selbständig schwingt (pfeift). Insoweit unterscheidet sich diese Schaltung nicht von den sonst üblichen. Die verstärkte, über D 1 demodulierte HF-Spannung bewirkt am Gate T 1 ein Schwanken der Richtspannung im Takt der NF-Modulation. T 1 arbeitet nunmehr als NF-Verstärker (erfüllt also wie im Röhrenaudion zwei Funktionen). Über ein HF-Siebglied 100 kΩ/470 pF steht die verstärkte NF-Spannung am Punkt A zur Verfügung. Hier kann ein üblicher beliebiger NF-Verstärker nachgesetzt werden. In der Schaltung nach Bild 2.6

erfolgt lediglich eine einfache, für Kopfhörerbetrieb (Ohrhörer 100 Ω bis 1 kΩ sind geeignet) ausreichende NF-Verstärkung, für die ebenfalls ein MOSFET benutzt wird. Mit dieser einfach gehaltenen „Endstufe" ist das Gerät vorzugsweise für Demonstrationszwecke bestimmt.

Die in Bild 2.6 mit Sternchen gekennzeichneten Werte 1,6 kΩ und 1 nF sind Richtwerte, die je nach Exemplareigenschaften des T 1 relativ stark streuen können. Man ermittelt die günstigsten Werte durch Versuch. Im übrigen weist diese Schaltung keine Besonderheiten auf.

Falls kein Originalspulensatz für Röhrenaudions zur Verfügung steht, kann man L 1 ... L 3 auf einen handelsüblichen Ferritschalenkern selbst wickeln, wobei die Windungsanzahl von dessen A_L-Wert und der für C 1 verwendeten Kapazität abhängen; sie werden am günstigsten durch Versuch ermittelt. Es ist auch möglich, L 1 ... L 3 auf einen handelsüblichen Ferritantennenstab zu wickeln. Für Schalenkerne sind A_L-Werte um 160 am günstigsten, für Ferritstäbe die Größen um etwa 8 mm Durchmesser und 100 mm Länge. Für diese beiden Kernformen kann als Richtwert für L 1 (bei C 1 = 500 pF) etwa 80 Wdg., 0,12-mm-CuL (besser HF-Litze) gelten. L 1 wird zuunterst gewickelt. Direkt darüber folgt L 2 mit etwa 30 % der Windungsanzahl von L 1, zuoberst L 3 mit etwa 20 bis 25 % der Windungsanzahl von L 1. Für L 2 und L 3 ist HF-Litze entbehrlich. Soll nur mit Ferritstab empfangen werden, so kann L 2 entfallen, anderenfalls läßt sich — auch bei Verwendung eines Ferritstabs — L 2 zum zusätzlichen Anschluß einer Außenantenne verwenden. Je nach Exemplareigenschaften des T 1 kann es erforderlich werden, die Windungsanzahl von L 3 nachträglich etwas zu ändern, um einen günstigeren Betrieb der Rückkopplung zu erreichen. Übrigens zeigte das im Laborbetrieb experimentell sowohl mit einem bewickelten Ferritantennenstab als auch mit einem zufällig noch vorhandenen Einkreisspulensatz (Fertigungsjahr 1947), der unverändert verwendet wurde, eine gegenüber vergleichbar einfachen Transistoraudions mit Bipolartransistor deutlich stabileres Verhalten bei Temperatur- und (ge-

ringen) Speisespannungsschwankungen, was auf die bei MOSFETs weniger temperaturabhängigen maßgebenden Halbleiterparameter zurückzuführen ist. Bei geschickter Bedienung von C 1, P 1 und P 2 ließ sich eine erstaunlich hohe Empfindlichkeit erreichen und über längere Zeit stabil halten. Trotzdem darf man an die Empfangsleistung dieser einfachen Audions keine allzu großen Forderungen stellen.

3. Meß- und Prüfgeräte

3.1. Vereinfachtes MOSFET-Voltmeter mit *SMY 51*

In Teil 1 ([2]), Abschnitt 4.2.1., wurde bereits ein mit dem Doppel-MOSFET *SMY 51* bestücktes Transistorvoltmeter vorgestellt. In der Originalschaltung ist in der Sourceleitung des Transistors T 1 (*SMY 51*) eine Konstantstromquelle mit einem pnp-Bipolartransistor und 3 Dioden (T 2 und D 1 ... 3 in der Originalschaltung nach Bild 4.5 aus [2]) vorgesehen. Sie benötigt den Hauptteil der Betriebsstromaufnahme dieses Geräts. Diese Konstantstromquelle kann vorteilhaft ebenfalls mit einem MOSFET nach dem in [2] — dort Bild 5.5b und Abschnitt 5.2. — gezeigten Prinzip realisiert werden. Es ergibt sich dann für das Voltmeter bei unveränderten Daten und Gebrauchseigenschaften die neue Gesamtschaltung nach Bild 3.1, die sich gegenüber der in [2] gezeigten nur durch den jetzt mit T 2, T 3, P 3 anders geschalteten Komplex unterscheidet. Eingangsdaten und Meßbereiche entsprechen der ersten Ausführung. (Bereichsendwerte 0,1 V bis 500 V, Eingangswiderstand in allen Bereichen 22,5 MΩ, Eingang in allen Bereichen bis 500 V überlastungsfest, unabhängig vom mit S 1 gewählten Bereich; wird statt Massebuchse die Eingangsbuchse „U · 2" benutzt, so verdoppeln sich alle Bereiche, Eingangswiderstand dann 45 MΩ symmetrisch.) Der Vorteil der geänderten Konstantstromquelle für den Meßverstärker (T 1) liegt in dem mit Amateurmitteln einfacheren Abgleich, vor allem aber im erheblich geringeren Stromverbrauch. Nahm die ursprüngliche Schaltung [2] aus der Speisespannungsquelle (die zwischen 24 und 27 V liegen darf) immerhin 14 mA auf, so beträgt die Gesamtstromaufnahme des Geräts nach Bild 3.1 nur noch 4 mA,

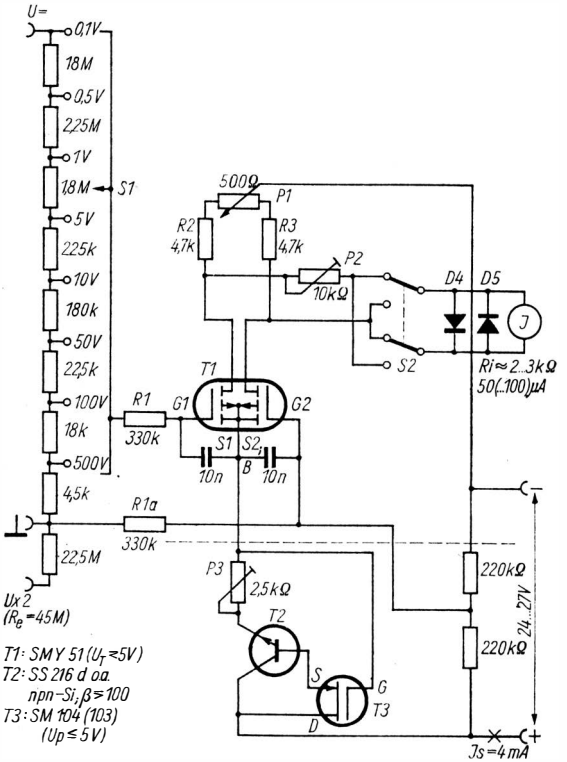


Bild 3.1 Verbesserte Schaltung für ein MOSFET-Transistorvoltmeter entsprechend der in [2] gezeigten Variante. Die gezeigte Variante benötigt nur noch 4 mA Speisestrom (gegenüber 14 mA nach [2]), auf diesen Ist-Stromwert wird mit P 3 abgeglichen. Danach läßt sich zwischen G und D des T 3 eine Spannung zwischen 6 und 9 V messen; der optimale Wert – abhängig von den Exemplardaten der T 1 und T 3 – sollte 7 bis 8 V betragen (ggf. Auswahl für T 3 nach Versuch). Eine Speisespannungsstabilisierung ist eventuell entbehrlich

was insbesondere für batteriebetriebene Geräte entscheidend ist. Die Einstellung der Konstantstromquelle läßt sich bei der Schaltung nach Bild 3.1 sehr einfach vornehmen: P 3 wird (als erstes nach Inbetriebnahme des Geräts und noch vor anderen Eichungen) auf eine Gesamt-Speisestromaufnahme von 4 mA eingestellt, womit auch der Arbeitspunkt des Meßverstärkers stimmt. Ein pnp-Transistor ist für diese Schaltung (im Gegensatz zu [2]) nicht mehr erforderlich. Die Funktion der Konstantstromquelle mit T 2 und T 3 ist in [2] eingehend erläutert, weshalb darauf verzichtet wird. In den übrigen Details verhält sich die Schaltung wie das in [2] beschriebene Voltmeter, so daß nur kurz darauf einzugehen ist. R 1, R 1a (330 kΩ ist Mindestwert) bilden zusammen mit den in T 1 integrierten Gateschutzdioden einen bis 500 V Eingangsspannung ausreichenden Gateschutz, so daß besondere Gateschutzdioden und die durch sie hervorgerufenen Nachteile (geringerer, nicht konstanter Eingangswiderstand) vermieden werden. Mit P 1 stellt man vor Meßbeginn bedarfsweise den Instrument-Nullpunkt ein; dieser Regler sollte daher von außen zugänglich sein, obwohl sich diese Schaltung besonders durch ihre sehr gute Nullpunktkonstanz auszeichnet. Wenn die Daten beider Systeme des T 1 gut übereinstimmen – was meist der Fall ist – und man R 2 sowie R 3 vor Einbau auf genau gleichen Wert ausmißt (optimal dann je 4,9 bis 5,1 kΩ; R 2 = R 3 $\pm$ 1 %), kann P 1 gegebenenfalls auf 100 Ω oder 250 Ω verringert werden, womit die Nullpunktkorrektur feinfühliger gelingt. Mit P 2 wird das Instrument einmalig auf Vollausschlag im untersten Bereich 0,1 V mit einer entsprechenden Eingangsspannung abgeglichen. Die Meßgenauigkeit der übrigen Bereiche wird durch die Genauigkeit der Eingangsteilerwiderstände an S 1 bestimmt; Hinweise zu ihrer Realisation enthält [2], Abschnitt 4.2.; S 2 gestattet die Polaritätswahl der Eingangsspannung, D 4, D 5 stellen für das Meßwerk einen Überlastungsschutz dar (D 1 ... D 3 sind hier nicht mehr vorhanden). Alle weiteren Hinweise findet der Leser in [2].

3.2. Temperaturmeßeinrichtung mit linearem Skalenverlauf

Übliche elektronische Temperaturmeßeinrichtungen sind meist mit Heißleitern (NTC-Widerstände, HLS-Typen u. ä.) als Meßfühler ausgerüstet, oder es wird der temperaturabhängige Sperrstrom einer Diodenstrecke als Kriterium benutzt. Derartige Geräte ergeben bekanntlich eine stark nichtlineare Skaleneichung, die vom Amateur punktweise aufgenommen werden muß, was mühsam, umständlich und mit Amateurmitteln meist nur ungenau zu realisieren ist. Deshalb wurde neben derartigen Schaltungen bereits in [1] eine Schaltung für eine Temperaturmeßeinrichtung mit linearem Skalenverlauf gezeigt, bei der die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Flußspannung eines npn-Si-Planartransistors – sie ändert sich mit etwa −2 mV/grd linear mit der Temperatur – als Meßgröße verwendet wird. Für den in der Schaltung notwendigen Differenzverstärker mußten nach [1] notwendigerweise noch zwei einzelne Transistoren benutzt werden. Damit können – wenn diese nicht genau datengleich sind und sie nicht stets gleiche Kristalltemperatur haben – die für Differenzverstärker bekannten Driftprobleme auftreten. Es bietet sich demzufolge dafür der Einsatz eines Doppeltransistors an; da die Schaltung leicht auf MOSFET umstellbar ist, kann dann der *SYM 51* benutzt werden. Bild 3.2 zeigt die Schaltung des auf diese Weise aufgebauten Geräts.

T 2 wirkt als Meßfühler, der – gegebenenfalls über längere, jedoch gut isolierte Leitung – mit dem Anzeigeverstärker verbunden ist. Für diesen Fühlertransistor eignen sich alle npn-Si-Planar- oder Epitaxialplanar-Typen mit möglichst kleinem Metallgehäuse (das erforderlich ist, um einen möglichst guten und weniger wärmeträgen thermischen Kontakt mit dem zu messenden Objekt herstellen zu können). T 2 sollte bei einer Gehäusetemperatur von etwa 100 °C einen (gemessenen) Kollektorreststrom Iceo Z 10 μA haben; seine sonstigen Daten sind unkritisch. Zu dieser Messung wird T 2 vorsichtig mit seinem Gehäuseoberteil

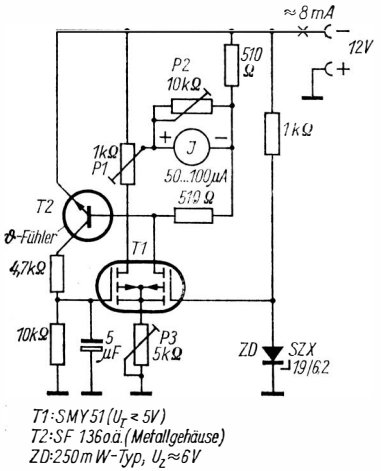


Bild 3.2
Linear direktanzeigende Temperaturmeßeinrichtung mit MOSFET. Transistor T 2 ist der Temperaturfühler

in siedendes Wasser getaucht. Bei späteren Messungen an kleineren Objekten (Transistorgehäusen, Kühlkörpern u. ä.) kann man den Wärmekontakt zwischen Objekt und T 2 entweder mit dem für Transistor-Kühlkörpermontage bekannten, speziellen wärmeleitenden Silikonfett oder behelfsweise mit einem auf das Objekt aufgebrachten kleinen Öltropfen herstellen. Je nach Abgleich von P 1 und P 2 läßt sich das Gerät in einem Temperaturbereich von −20 bis + 120 °C oder in einem entsprechend eingeengten Bereich (z. B. 0 bis 30 °C oder 25 bis 75 °C u. ä.) benutzen. Wird ein Meßinstrument I mit 100teiliger Skale verwendet, so bietet sich die Eichung für den Bereich 0 bis 100 °C an, womit die Originalskale beibehalten werden kann. In jedem Fall genügt die spätere Eichung bei zwei Skalenwerten (Nullpunkt und Endausschlag), da der Verlauf sehr gut linear ist. Diese Eichpunkte („Eichtemperaturen") kann der Amateur recht einfach durch Einbringen des Meßfühlers in schmelzendes Eis (0 °C) und kochendes Wasser (etwa 98 °C, je nach Höhe des Arbeitsplatzes über Normalnull bzw. Meeresspiegel) realisieren. Die Anschlußseite des

T 2 läßt sich gegebenenfalls mit kurz angelöteten Anschlußlitzen bis zu deren Isolierung mit einem Kunstharzkleber-Tropfen (Epoxidharz, Epasol-EP-11-Kleber o. ä.) gegen Feuchtigkeit ausreichend abdichten und zugleich mechanisch ausreichend abstützen.

Als Meßwerk kann man ein Mikroamperemeter mit geeigneter Skalenteilung und ausreichender Skalengröße verwenden; hierfür läßt sich auch der vorhandene Vielfachmesser einsetzen (die Schaltung nach Bild 3.2 ergibt dann ein recht einfaches Zusatzgerät zu diesem).

Die Funktionsweise der Schaltung: Das Potential am rechten Gate des T 1 wird mit Z-Diode ZD auf etwa 6 V festgehalten (diesen Wert der Z-Spannung bevorzugt man, weil bei ihm der Temperaturkoeffizient der Z-Diode näherungsweise Null ist, so daß Änderungen der Gerätetemperatur nicht über ZD in die Messung eingehen können). P 3 stellt man so ein, daß je System ein Drainstrom von etwa 0,6 mA fließt. Die Spannung am rechten Drain steuert T 2 so weit auf, daß dessen Kollektorstrom am Gatewiderstand des linken MOSFET-Systems einen Spannungsabfall in Höhe der Z-Diodenspannung ergibt. Demzufolge führt auch das linke T-1-System 0,6 mA Drainstrom, und der Brückenquerzweig mit Instrument I ist — bei entsprechendem P-1-Abgleich — im Gleichgewicht. Steigt nun die Temperatur des T 2 an, so verringert sich die zwischen Basis und Emitter T 2 stehende Spannung um etwa −2 mV/grd, wodurch T 2 stärkeren Kollektorstrom führen würde. Dadurch steigt am linken MOSFET-Gate die Spannung an, was mit Spannungsrückgang an dessen Drain und — wegen des über P 3 konstant gehaltenen Gesamtstromflusses — mit Spannungsanstieg am rechten Drain verbunden ist. Dadurch wird aber die Basisspannung für T 2, bezogen auf seinen Emitter, geringer, bis der Kollektorstrom wieder nahezu den ursprünglichen Wert erreicht hat. Der mit T 1 gebildete Differenzverstärker bewirkt also, wenn sich die Flußspannung der Basis-Emitter-Diodenstrecke des T 2 ändert, ein Nachführen der Basisspannung für T 2 um den gleichen Betrag. Damit führt T 2 bei allen Temperaturen nahezu den

gleichen Basis- und Emitterstrom — er wird also stets bei annähernd konstantbleibenden Parametern betrieben —, die Änderung der Basis-Emitter-Spannung tritt jedoch proportional als Spannungsdifferenz im Querzweig der Brücke zwischen den Drains auf. Sie wird hier mit I gemessen. Der durch I fließende Strom ist demzufolge linear abhängig von der Basis-Emitter-Flußspannung des T 2.

Der Erstabgleich des Geräts ist einfach. P 3 wird so eingestellt, daß sich am linken MOSFET-Gate genau die gleiche Spannung wie die am rechten Gate stehende Z-Spannung messen läßt. Mit den angegebenen Widerstandswerten ist dies bei einem Strom durch P 3 von 1,2 mA der Fall; man kann also auch auf diesen Stromfluß einstellen.

P 3 bewirkt den Ausgleich der — exemplarabhängigen — Schwellenspannung U_T des T 1; über P 3 läßt sich die Differenz zwischen U_{ZD} und U_T messen. Um für ZD den günstigen U_Z-Wert bei 6 V verwenden zu können, muß U_T des T 1 unter 5 V liegen, anderenfalls muß man für ZD ein Exemplar mit $U_Z = 7$ bis 8 V verwenden.

Nachdem man P 3 einmalig korrekt abgeglichen hat, was mit Sorgfalt vorzunehmen ist, kann mit P 1 der Instrument-Nullpunkt und mit P 2 der Endausschlag des Instruments auf die für diese Skalenpunkte gewünschte Temperatur abgeglichen werden. Es lassen sich (wenn nicht die für 0 °C und 100 °C bequem, wie oben erwähnt, vorzunehmende Eichung benutzt wird) auch zwei in Nähe des Skalennull und des Skalenendes liegende Temperaturen — auf die T 2, beispielsweise mit Ölbad und Vergleichsthermometer, zu erwärmen ist — zur Eichung verwenden. Dabei benutzt man dann P 1 zum Einstellen des Instrumentausschlags auf den zugehörigen Skalenpunkt nahe Instrument-Nullpunkt und P 2 zum Abgleich auf den nahe Skalenende liegenden Vergleichstemperaturpunkt. Da sich P 1 und P 2 gegenseitig etwas beeinflussen, sollten beide Punkte wechselseitig mehrmals nacheinander abgeglichen werden. Grundsätzlich wird der Abgleich mit P 1 begonnen und mit P 2 beendet.

Sollte die Schaltung in seltenen Fällen zu HF-Selbsterre-

gung neigen, so schafft ein kleiner zwischen beide Drainanschlüsse geschalteter Keramikkondensator (10 bis 33 nF) Abhilfe. Die Gesamtstromaufnahme des Geräts beträgt etwa 8 mA, die Betriebsspannung ist vergleichsweise unkritisch, sollte aber für hohe Genauigkeit auf $12 \pm 0{,}5$ V konstant gehalten werden. Es läßt sich dann über die gesamte Skalenlänge ein Meßfehler von weniger als 0,5 °C erreichen, ohne daß zusätzliche Stabilisierungsmaßnahmen notwendig sind. Gegen Änderung der Umgebungstemperatur ist der Meßverstärker nahezu unempfindlich.

3.3. Höchstohm-Tester für Isolationsprüfungen

Im Zusammenhang mit MOSFET-Anwendungen steht der Amateur oft vor der Notwendigkeit, bei Fehlersuchen oder Einzelteilprüfungen Isolationswerte im Bereich oberhalb 100 MΩ prüfen zu müssen. Genaue Messungen sind in diesem Bereich schwierig und für den Amateur nicht erforderlich. Es genügt für diese Fälle ein einfacher Tester, der den Nachweis entsprechender Widerstandswerte und deren überschlägige Bestimmung gestattet. Bild 3.3 zeigt die Schaltung eines solchen Testers. Bei sorgfältigem Aufbau und Abgleich lassen sich damit noch Widerstände bis etwa $10^9\ \Omega$, mindestens bis etwa $10^8\ \Omega$ nachweisen. Die Funk-

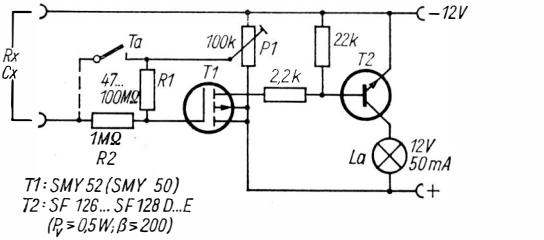


Bild 3.3 Höchstohm-Tester für Isolationsprüfungen. Bei Rx/Cx wird der Prüfling angeschlossen. Kondensatoren können durch kurzes Schließen von Ta aufgeladen werden. Bei Unterschreiten eines Mindestwerts für Rx leuchtet die Lampe auf

tion läßt sich leicht überblicken: Bei offenen Prüfklemmen Rx/Cx sperrt der MOSFET T 1, ebenso T 2, La ist erloschen. P 1 stellt man so ein, daß Lampe La gerade noch nicht sichtbar glimmt; mit dieser Einstellung ist die höchste Empfindlichkeit gegeben. Über R 1 wird das Gate von T 1 bis in Nähe der Schwellenspannung U_T des T 1 vorgespannt. Sobald zwischen den Prüfklemmen Rx/Cx ein Übergangswiderstand auftritt, erhöht sich die Gatevorspannung, T 1 öffnet, womit T 2 angesteuert wird und La aufleuchtet. Ist P 1 entsprechend eingestellt, so genügen zwischen den Prüfklemmen schon Übergangswiderstände von 100 MΩ und mehr, um T 1 ausreichend weit zu öffnen. R 2 wirkt als Gateschutz für T 1 gegen von außen eindringende Fremdspannungen. Das Aufleuchten der Lampe zeigt somit an, daß zwischen den Prüfklemmen der mit P 1 festgelegte Widerstandswert überschritten ist.

Diese einfache Schaltung läßt sich vielseitig verwenden. Außer für Isolationsprüfungen kann sie z. B. als Feuchtemelder verwendet werden. Für derartige Anwendungen oder allgemeine Überwachungsaufgaben wird man La eventuell durch ein Relais ersetzen, das dann beliebige weitere Schaltvorgänge auslösen kann. Eventuell wird die Nachweisempfindlichkeit dann schon zu hoch sein. Sie läßt sich — im Sinne des Ansprechens erst bei niedrigeren Widerstandswerten zwischen den Prüfklemmen — reduzieren, indem man P 1 weiter in Richtung Pluspol bzw. bis zum Plusanschlag stellt und, wenn die Empfindlichkeit noch immer zu groß ist, R 1 verringert (unterer Grenzwert dann bei etwa 0,5 MΩ). Will man den Tester zur Isolationsprüfung an Kondensatoren (keramische oder Folienkondensatoren, Papierkondensatoren usw.) benutzen, so müßte die zu prüfende Kapazität erst durch den extrem geringen Prüfklemmenstrom aufgeladen werden, was bei größeren C-Werten sehr lange dauern kann; während dieser Aufladezeit würde aber La leuchten und einen Isolationsfehler vortäuschen. Deshalb ist Taste Ta vorhanden bzw. bedarfsweise vorzusehen. Schließt man Ta, so wird die bei Rx/Cx angeschlossene Kapazität sehr schnell aufgeladen, La leuch-

tet nicht erkennbar auf bzw. verlischt sofort wieder. Sie muß dann — wenn Cx isolationsmäßig einwandfrei ist — nach Öffnen von Ta erloschen bleiben, anderenfalls hat Cx zu geringe Isolation.

Dieser Tester eignet sich insbesondere auch zum Prüfen selbstgefertigter Leiterplatten, die mit MOSFETs bestückt werden sollen, auf Isolationsfeinschlüsse zwischen den Leiterbahnen. Beim Aufbau des Testers muß seine Leitungsführung ab Gate T 1 bis P 1 und den Prüfklemmen sowie Ta mit Zuleitungen erstklassig isoliert sein. Eventuell sollte man (entsprechend den in der Einleitung zu [2] schon gegebenen grundsätzlichen Hinweisen) den Gateanschluß von T 1 nicht über Leiterplattenbahn, sondern — nach oben abgewinkelt — freitragend anschließen. R 1 und R 2 setzt man dann freitragend direkt an die Ta-Anschlüsse, so daß die Gatezuleitungen nirgends auf Leiterplatte geführt werden müssen. Luft ist in kritischen Fällen wie diesen noch immer der zuverlässigste Isolator.

4. Schaltungen der Elektronik

4.1. Der T-Flip-Flop – ein getakteter RS-Speicher-FF

Die Grundschaltungen für immer wiederkehrende elektronische Baugruppen, darunter bistabile Multivibratoren (Flip-Flop, FF), wurden für MOSFETs bereits in [2] vorgestellt (für MOS-Schaltkreise siehe in [4]). Ergänzend zu der in [2] gezeigten Grundform eines FF wird dessen Erweiterung zu einem getakteten Speicher-FF (RST-FF) — kurz auch als T-FF bezeichnet — gezeigt. Man kann ihn für digitale Schaltungen vielseitig verwenden, wie sich bereits aus seiner Funktionsbeschreibung erkennen läßt.

Bild 4.1 zeigt seine Schaltung. Im folgenden wird die Kenntnis der Funktionsweise des einfachen RS-FF, wie er in [2] unter 3.1.1. beschrieben wurde, vorausgesetzt.

Der eigentliche FF besteht aus 2 MOSFET-Systemen (rechtes System des T 1, linkes System des T 2), dem zwei weitere MOSFET-Systeme als Setzeingänge parallelgeschaltet sind (vgl. dazu in [2] Bild 3.2, Abschnitt 3.1.1.). Die FF-Ausgänge werden, wie in der Digitaltechnik insbesondere

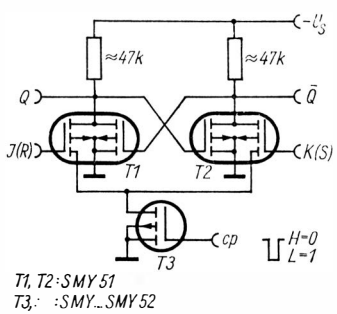


Bild 4.1
Getakteter RS-Speicher-FF (T-FF) – Grundschaltung. Zu Funktion und Verwendung siehe Text

bei Integrierten Schaltkreisen üblich, mit Q und $\overline{Q}$ bezeichnet [4]. Im Unterschied zum einfachen RS-FF mit getrennten Setzeingängen R und S (nach [2]) sind in diesem Fall aber die Sourceanschlüsse der Setz-Eingangsstufen über einen weiteren MOSFET T 3 an Masse gelegt. Befindet sich der Takteingang cp an Massepotential (entspricht logischem Signal 0 bzw. logischem H-Pegel; vgl. in [4]), so ist T 3 gesperrt, demzufolge sind die Eingangstransistoren der Setzeingänge sourceseitig abgeschaltet und somit wirkungslos. Beliebige an den Eingängen R und S bzw. J und K (Bezeichnungen je nach Anwendung bzw. Definition gemäß [4] u. a.) auftretende Signale haben daher keine Wirkung, die FF-Stellung wird dadurch nicht geändert. Es sei angenommen, daß J und K an Masse liegen (logisch 0 bzw. H-Pegel).

Tritt jetzt ein Taktimpuls (kurzzeitige negative Spannung) am Eingang cp auf, so wird T 3 für die Impulsdauer geöffnet. Da aber die Setztransistoren an J und K gesperrt bleiben, hat der cp-Takt auf die FF-Stellung ebenfalls keine unmittelbare Auswirkung. Die Taktspannung aktiviert lediglich die Setzeingänge J und K. Es sei nunmehr angenommen, Eingang J habe negative Spannung (logische 1 bzw. L-Pegel) gemäß [4] und Eingang K liege auf Massepotential (H-Pegel). Damit wird der linke Setztransistor in T 1 geöffnet, was zunächst wegen des gesperrten T 3 ohne Wirkung bleibt. Trifft jetzt an cp ein Taktsignal ein, so öffnet auch T 3, womit die geöffneten Systeme von T 3 und T 1 (linkes System) in Serie liegen. Das rechte System des T 1 wird damit drainseitig an Masse gelegt, womit der FF — falls er nicht zuvor schon in dieser Lage war — in die Lage $Q = H$, $\overline{Q} = L$ umschaltet. Sobald der Taktimpuls an cp beendet ist (cp = H, T 3 gesperrt), sind beide Eingänge wieder wirkungslos, weitere Signaländerungen an ihnen beeinflussen den FF dann nicht mehr. Liegt beispielsweise J an Masse (J = H) und ist K = L, so wird der FF erst mit der HL-Flanke des darauffolgenden cp-Taktimpulses in die entsprechende Lage $\overline{Q} = H$, $Q = L$ gesetzt. Weitere cp-Takte bleiben ohne Wirkung, solange sich nicht zwi-

schenzeitlich die Signalzuordnung an J und K ändert. Ist J = K = H (beide Eingänge an Masse), so bewirken cp-Taktimpulse keine Änderung des vorhandenen Zustands. Ebenso wie beim einfachen RS-FF ist die Signalzuordnung J = K = L nicht zulässig, weil dabei während der Taktdauer (cp = L) beide FF-Ausgänge kurzgeschlossen werden ($Q = \overline{Q} = H$, womit die Ausgangssignale nicht mehr zueinander negiert vorliegen) und mit Ende des Taktimpulses (T 3 gesperrt) der FF eine zufällige, nicht vorherbestimmbare Lage einnimmt. Die Schaltung nach Bild 4.1 entspricht dem einfachen RS-FF mit getrennten Setzeingängen (Bild 3.2 in [2]), solange T 3 öffnet. Man kann deshalb diese Schaltung auch als einfachen RS-FF verwenden, der sich mit einer beliebig schaltbaren Hilfsspannung an cp bedarfsweise blockieren läßt (cp an Masse). In der Impuls- und Digitaltechnik hat diese Schaltung vor allem dann Bedeutung, wenn mehrere derartige FF vorhanden sind, die gemeinsam getaktet werden. Es wird dann allen FFs der gleiche Takt zugeführt (alle cp-Eingänge parallel; bei Einhaltung der Drainstromgrenzwerte für T 3 genügt auch ein T 3 für alle parallel zu taktenden FF), so daß alle FF-Stufen im Zeitpunkt der Taktsignalflanke zugleich umschalten, auch falls ihre Eingangssignale an J oder K zu unterschiedlichen Zeiten eintreffen. Damit können in digitalen Schaltungen zu ungleicher Zeit eintreffende Signale oder sich überlappende Signale zeitlich synchronisiert werden (an den Q-Ausgängen erscheinen die Signalpegelwechsel bei allen vorhandenen FFs — gleichzeitig im Moment der HL-Taktflanke des cp-Taktes). Der nach einem einzelnen cp-Takt vorhandene Zustand bleibt im FF so lange erhalten (d. h. gespeichert), bis ein erneuter cp-Impuls eintrifft. Deshalb läßt sich diese Schaltung auch für Speicherzwecke verwenden.

Wird z. B. ständig cp = L gehalten, so ist T 3 ständig geöffnet, und die Q-Ausgänge folgen sofort allen an J und K auftretenden Signalwechseln. Wird cp = H geschaltet, so speichert der FF den im Abschaltmoment zuletzt vorhanden gewesenen FF-Zustand. Eine weitere Erläuterung

dieser Prinzipschaltung ist überflüssig; das Funktionsprinzip läßt die zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten schon erkennen. Baut man mehrere FFs dieser Art auf, so scheint die Verwendung von 6-fach-MOSFETs *U 105* nahezuliegen. Dies ist jedoch nur möglich, wenn man die Systeme eines *U 105* sämtlich für den eigentlichen FF (rechtes System des T 1 und linkes System des T 2 in der Schaltung nach Bild 4.1) verwendet, während alle Setztransistoren in einem zweiten *U 105* zusammengefaßt werden. Dies ist erforderlich, weil innerhalb eines *U 105* sämtliche Sourcen verbunden sind, was ihren gleichzeitigen Einsatz als T 1 oder T 2 entsprechend Bild 4.1 wegen der unterschiedlichen Sourceanschlußweisen ausschließt. Mit zwei *U 105* kann man dann 3 vollständige T-FFs nach Bild 4.1. aufbauen, wobei zusätzlich noch ein T 3 (*SMY 50* o. ä.) erforderlich wird, der alle Sourceleitungen der Setztransistoren gemeinsam schaltet. Mit einem *SMY 52* können dann je nach Bemessung der Drainwiderstände in den FFs und der Betriebsspannung bis zu etwa 50 T-FFs gemeinsam getaktet werden.

Ergänzend sei auf eine weitere Möglichkeit hingewiesen. Wenn in der Schaltung nach Bild 4.1 die Sourcen der beiden Setztransistoren nicht gemeinsam über T 3, sondern über zwei getrennte Transistoren (eine T-3-Stufe je „Seite") geschaltet werden, so erhält man einen einfachen RS-FF, jedoch mit zwei in UND-Verknüpfung arbeitenden Setzeingängen je Seite. Der FF kann nur dann gesetzt werden, wenn beispielsweise Eingang R *UND* der dazugehörige T-3-Gateeingang (der dann nicht mehr mit cp zu benennen ist) zugleich L-Signal erhalten. Bekommt nur einer dieser beiden Eingänge Spannung, so wird der FF nicht beeinflußt. Ein solcher RS-FF mit je zwei UND-verknüpften Setzeingängen läßt sich — wenn man für T 3 ebenfalls einen *SMY 51* benutzt — mit insgesamt drei *SMY 51* realisieren. Diese Anwendungen lassen sich jedoch einfacher mit entsprechenden MOS-Schaltkreisen verwirklichen, die derartige Schaltungen, mindestens aber UND-verknüpfte Gatter unterschiedlicher Anzahl, die leicht zu einem FF zusammenzuschalten sind, bereits in einer einzigen IS anbieten. Die

Schaltkreise sind in der Schaltkreisserie *U 10* ... enthalten; ihre Eigenschaften und Anwendung behandelt [4]. Die Schaltung nach Bild 4.1 kann man insoweit bereits als Übergangslösung zwischen der Schaltungstechnik mit diskreten Bauelementen und der Schaltkreis-Schaltungstechnik ansehen. Die Schaltung nach Bild 4.1 läßt sich im übrigen ebenso wie die in [2] gezeigte bemessen, erweitern oder nach den in [2] gegebenen Hinweisen abwandeln, so daß weitere Angaben dazu überflüssig sind.

4.2. Lichtmengen-Dosimeter

Lichtmengen-Dosimeter konnte der Amateur bisher mit bipolaren Transistoren beispielsweise nach den in [1] (Abschnitt 8.10.) angegebenen Hinweisen als Lichtmengenzähler realisieren. Die Verwendung eines MOSFET erlaubt auch dafür wieder günstige Lösungen. Bei einigen praktischen Anwendungen — etwa aus der Biologie (z. B. Treibhausklimaanlagen mit künstlicher Beleuchtung) oder bei fotografischen Anwendungen — bestimmt nicht nur die Beleuchtungsstärke allein, sondern das Produkt aus ihr und der Einwirkungszeit der Beleuchtung den zu erreichenden Effekt. Um beispielsweise den Einfluß der Bestrahlung auf ein Gewächs zu registrieren, bedarf es der Messung sowohl der Beleuchtungsstärke als auch der Beleuchtungszeitdauer, wobei die Einzelwerte beider Größen nicht von Interesse sind. Man benutzt dann ein ähnliches Prinzip wie bei Lichtmengenschaltern — derartige Geräte sind in [1], für MOSFET insbesondere in [2] beschrieben; siehe dazu Abschnitt 3.2.3. in [2]. Die Beleuchtungsstärke und Beleuchtungsdauer wird ebenso wie bei Lichtmengenschaltern mit einem Fotowiderstand erfaßt. Das Gerät arbeitet jedoch jetzt periodisch fortlaufend, wobei einer bestimmten Lichtmenge (der Dosis-Einheit bzw. dem Quantum, entsprechend einem konstanten Produkt aus Beleuchtungsstärke und Beleuchtungszeit) ein Zählimpuls zugeordnet wird. Die mit einfachem mechanischem Zählwerk registrierte Impuls-

anzahl weist dann die insgesamt auf das Objekt eingestrahlte Lichtmenge aus. Damit ist eine eindeutige, von Schwankungen der Lichtintensität, Aus- und Einschaltdauer usw. weitgehend unabhängige Aussage über die am Meßort erfaßte Gesamtlichtmenge möglich. Selbstverständlich lassen sich solche Geräte auch für den Freilandeinsatz (meteorologische Schüler-Beobachtungsaufgaben u. ä., biologische Experimente usw.) verwenden. Bild 4.2 zeigt eine dafür geeignete einfache Schaltung mit einer für Amateurzwecke ausreichenden Meßgenauigkeit. Der Lichtmeßfühler ist ein CdS-Fotowiderstand, für den man eine möglichst kleine, hochohmige Ausführung bevorzugen sollte. Derartige CdS-Fotowiderstände wurden früher vom VEB *Carl Zeiss* Jena gefertigt (seinerzeitige Typen *CdS 6* und *CdS 8* sind geeignet); dem Amateur stehen sie inzwischen fast immer aus Importen zur Verfügung. Eine Typenvergleichsliste enthält [1] im Anhang; für die hier gezeigte Anwendung sind u. a. die Typen *WK 650 49 (TESLA)* sowie *FO-K 4, FO-K 11* und *FO-K 21 (UNITRA,* VR Polen) gut geeignet; auch die Universaltypen *FO-K 3* oder *WK 650 37, WK 650 38* o. ä. lassen sich verwenden. Si-Fototransistoren oder Si-Fotodioden eignen sich für diese Anwendung (insbesondere wegen ihrer Temperaturabhängigkeit) kaum; Germanium-Lichtempfänger und Selenelemente sind völlig ungeeignet.

Über den FW (Bild 4.2) wird C 1 allmählich aufgeladen, falls Licht auf FW fällt. Die Schnelligkeit der Aufladung

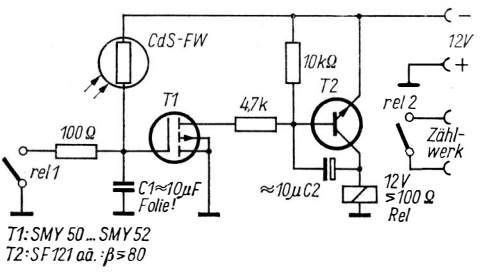


Bild 4.2 Lichtmengen-Dosimeter

hängt von der auftreffenden Lichtstärke ab. (Ein Angleichen der FW-Empfindlichkeit an die im Einzelfall vorgegebenen Lichtverhältnisse ist sehr einfach durch Abdunkeln des FW mit Graufiltern, ersatzweise mit einfachem weißem Papier geeigneter Transparenz, möglich, so daß auf eine elektrische Feinabgleichmöglichkeit verzichtet werden kann.) Sobald an C 1 die Schwellenspannung für T 1 überschritten wird, öffnet T 1; sein Drainstrom steuert T 2 und über diesen das Zählrelais Rel an. Das Relais schaltet mit Kontakt rel 2 ein mechanisches Zählwerk (Post-Gesprächszähler, die der Amateur oftmals sehr billig erhält, eignen sich dafür gut) um jeweils eine Stelle weiter. Dabei wird zugleich rel 1 geschlossen, C 1 sofort entladen, womit der nächste Auflade- und Zählzyklus beginnt. C 2 bewirkt eine genügend lange Anzugzeit des Relais (etwa 0,1 s je nach benutztem Zählwerk und dessen Trägheit) und wird gegebenenfalls nach Versuch so bemessen, daß das Zählwerk gerade sicher weiterschaltet. Die Abfallzeitverlängerung kommt dadurch zustande, daß Rel, C 2 und T 2 zusammen als Miller-Integrator [1] wirken, womit gleichzeitig die sonst notwendige Relais-Paralleldiode überflüssig wird. Diese insgesamt unkomplizierte Schaltung läßt sich über einen weiten Bereich schwankender Lichtintensität (vergleichsweise mindestens etwa 6 bis 10 Blenden- oder Zeitwertstufen einer Fotokamera oder eines Fotobelichtungsmessers entsprechend) einsetzen, was für die angedeuteten Einsatzfälle wesentlich ist. C 1 wird nach Bedarf bei der maximal zu erwartenden Beleuchtungsstärke für die gewünschte Impulszahl je Zeiteinheit bemessen; diese hängt ab vom Anwendungsweck des Geräts sowie von Meßzeitdauer und Zählwerkkapazität bzw. vorhandenem Zählumfang. Falls sich dabei unzuträglich hohe C-1-Werte ergeben, wird FW durch vorgesetzte Lichtschwächungsmittel, wie bereits erwähnt, unempfindlicher gemacht. Eine extrem hohe Gate-Isolation bei T 1 und C 1 ist in diesem Fall ausnahmsweise nicht entscheidend (C 1 muß jedoch trotzdem ein Foliekondensator sein, Elektrolytkondensatoren sind ungeeignet), weil der FW auch bei Dunkelheit einen

nicht zu vernachlässigenden Reststrom aufweist (sein Widerstand kann nicht unendlich groß werden), der auch bei völlig fehlender Beleuchtung noch eine allmähliche Aufladung von C 1 bewirken kann. Das Gerät wird daher auch bei völliger Dunkelheit noch in großen Abständen einzelne Zählimpulse erzeugen. Ist diese „Dunkelzählrate" störend groß und sind Isolationsfehler im Aufbau ausgeschlossen (FW-Zuleitungen beachten), so muß man entweder einen kleineren FW-Typ mit höherem Dunkelwiderstand wählen oder einen Widerstand (10 MΩ oder höher, nach Versuch; höchstmöglichen Wert anstreben) parallel zu rel 1 bzw. C 1 schalten, der den restlichen Dunkelstrom ableitet, so daß dann gerade keine Zählimpulse mehr erzeugt werden. Allerdings ist dann der Zusammenhang zwischen Lichtmenge und Zählimpulsanzahl bei sehr geringer Beleuchtung in Nähe der Ansprechgrenze nicht mehr exakt linear, wenn dieser Hilfswiderstand verwendet wird. Die Zuleitung zu FW sollte vorsorglich zweipolig abgeschirmt werden (geeignet ist handelsübliches Diodenkabel für NF- und Verstärkerzwecke), die Abschirmung kommt an Masse. Wichtig ist erstklassige Isolation, da — insbesondere bei Freilandeinsatz — sonst schon der Einfluß schwankender Luftfeuchte merkliche Meßfehler ergeben könnte. Der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Impulsanzahl je Zeiteinheit ist je nach FW-Typ in einem weiten Bereich nahezu linear. Für ernsthafte Meßzwecke kann eine Eichkurve angefertigt werden, indem man die Impulsanzahl je Minute (bzw. bei großen Impulsabständen über entsprechend längere Zeiteinheit) in Abhängigkeit von der — mit einem Foto-Belichtungsmesser relativ meßbaren — Beleuchtungsstärke aufträgt.

Für ernsthafte Anwendungen kann gelegentlich gefordert sein, daß der Lichtmengenzähler nur beim Vorhandensein einer biologisch aktiv wirksamen Beleuchtung (ultravioletthaltiges Tageslicht oder Leuchtstoffröhrenlicht), nicht aber bei einer biologisch „künstlichen Nacht" mit inaktivem Licht (z. B. schwachem Rotlicht o. ä. Hilfslicht) ansprechen soll. Man erreicht das am einfachsten durch Kopplung der Dosi-

meterschaltung mit den zur Beleuchtung gehörenden Lichtschaltern, z. B. über ein von der Beleuchtung mitbetätigtes Hilfsrelais, das die Dosimeter-Betriebsspannung abschaltet. Der Fotowiderstand ist direkt bei dem zu kontrollierenden Objekt anzuordnen.

4.3. Sinuston-Sirene

Tongeneratoren, die sirenenähnliche an- und abschwellende Töne erzeugen, werden für Signal- und Effektzwecke oft benötigt. Bekannt sind dafür inzwischen zahlreiche Schaltungen mit bipolaren Transistoren, die jedoch fast alle eine rechteckförmige NF-Schwingung variabler Frequenz mit dem für Rechteckschwingungen charakteristischen schrillen Klangbild ergeben. Gelegentlich wird jedoch ein „sauberer" Sinuston mit periodisch sich ändernder Frequenz gefordert. Zu seiner Erzeugung benötigt man einen mit variabler Gleichspannung durchstimmbaren Sinusgenerator sowie für die „Wobbelspannung" einen Tiefstfrequenzgenerator, der ebenfalls eine Sinusschwingung erzeugen soll. Beides ist mit bipolaren Transistoren nur mit erheblichem Aufwand zu realisieren. Die MOSFET-Schaltungstechnik gestattet einen demgegenüber einfacheren Aufbau der entsprechenden Sinusgeneratoren. Die dafür geeigneten Teilschaltungen wurden bereits in [2] beschrieben.
Man verwendet den dort unter Abschnitt 4.3.2. beschriebenen RC-Phasenschieber-Generator zweifach, und zwar mit einer Phasenkette 2. Ordnung [2] als Tiefstfrequenzgenerator für die Wobbelfrequenz (An- und Abschwellen der Tonhöhe) bzw. mit einer Phasenkette 1. Ordnung für den eigentlichen Tongenerator. Die entsprechenden Teilschaltungen und ihre Funktion sind in [2], dort bei Bild 4.8 und Bild 4.10, eingehend beschrieben. Deshalb wird ergänzend zu diesen Beschreibungen nachfolgend nur die für eine Sinuston-Sirene zu verwendende Kombination dieser beiden Schaltungen erläutert, die hier in Bild 4.3 dargestellt ist. Der (die Tonhöhe ändernde) „Hubgenerator" entspricht dem Tiefstfrequenzgenerator nach Bild 4.8 aus [2] und

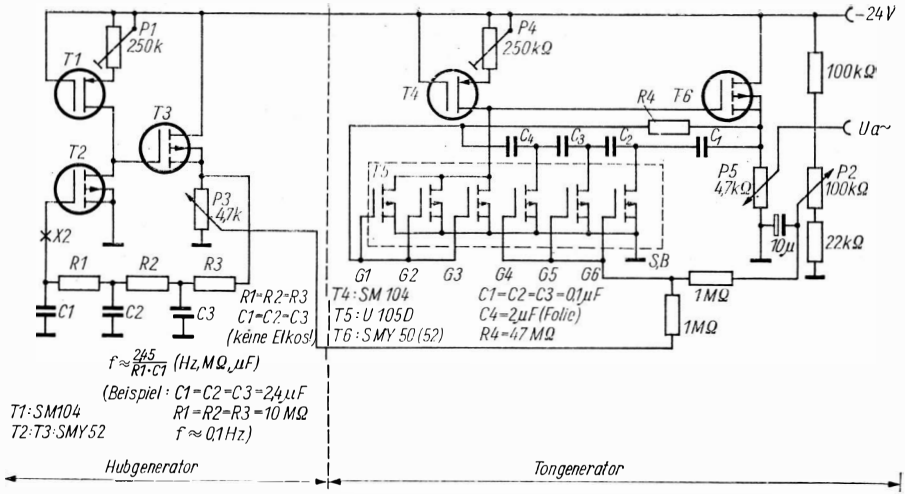


Bild 4.3 Gesamtschaltung der Sinuston-Sirene. Sie setzt sich aus den in [2] gezeigten Teilschaltungen zusammen (siehe Text).
P 2: Tonhöhe, P 3: Wobbelhub, P 5: Ausgangsspannung

der Schaltungsteil „Tongenerator" dem durchstimmbaren Tonfrequenzgenerator nach Bild 4.10 aus [2]. Zur Funktion beider Schaltungen, zur Bemessung der Phasenketten für andere Frequenzen usw. muß auf die Originalbeschreibung [2] verwiesen werden. P 1 und P 4 stellt man nach Versuch einmalig so ein, daß beide Generatoren gerade sicher anschwingen. Die Hubfrequenz der Sirene kann mit R 1 ... R 3 und C 1 ... C 3 im Hubgenerator nach der dafür im linken Teil von Bild 4.3 mit angegebenen Beziehung festgesetzt werden. Im allgemeinen wird für Sirenenanwendung eine Hubfrequenz um etwa 0,5 bis 1 Hz günstig sein, wofür C 1 ... C 3 im Hubgenerator mit etwa 0,22 bis 0,47 μF, R 1 ... R 3 mit 10 MΩ zu bemessen sind. Die Hubgröße (Verhältnis zwischen tiefster und höchster Sirenentonfrequenz) kann mit P 3 nach Bedarf eingestellt werden; die mittlere Tonhöhe (um die herum der Sirenenton schwankt) regelt man mit P 2 ein. Da P 2 einen sehr großen Regelumfang hat (wie in [2] angegeben, läßt sich mit P 2 die Frequenz zwischen etwa 40 Hz und etwa 11 kHz einstellen), erübrigen sich spezielle Versuche für die im Tongenerator frequenzbestimmenden Kondensatoren C 1 ... C 3, man bemißt sie, wie angegeben, mit 0,1 μF. Mit P 5 kann die abgegebene NF-Ausgangsspannung (Lautstärke) geregelt werden, hinter Ausgang Ua~ folgt ein beliebiger, dem jeweiligen Verwendungszweck entsprechender NF-Verstärker mit Lautsprecher. In der praktischen Anwendung stellt man mit P 3 und P 2 wechselseitig auf den für die jeweilige Anwendung optimalen Höreindruck des Sirenentons ein, der mit diesen Reglern in weiten Grenzen variabel ist.

Auf einige mögliche Ergänzungen dieser insgesamt sehr vielseitig zu verwendenden Schaltung sei noch hingewiesen; sie wurden zur besseren Übersichtlichkeit und um den Vergleich mit den Originalbeschreibungen [2] zu erleichtern, im Bild 4.3 nicht eingezeichnet. Zunächst kann man die Hubfrequenz („Durchlauf"-Geschwindigkeit des Sirenentones bzw. Wobbelfrequenz) auch noch wählbar auslegen, indem C 1 ... C 3 im Hubgenerator mit dreipoligem Stufenschalter oder Tastenschaltersatz umschaltbar gemacht wer-

den. Eine kontinuierliche Regelung der Hubfrequenz wäre durch gleichzeitiges Ändern von R 1 ... R 3 im Hubgenerator möglich, was allerdings ein Dreifachpotentiometer erfordern würde. Da solche nicht handelsüblich sind, andererseits keine allzu strengen Gleichlaufforderungen gestellt werden müssen, kann der Amateur für R 1 ... R 3 drei übliche Einstellwiderstände (Abgleichwiderstände) verwenden, die man auf eine, aus Isoliermaterial zu fertigende, gemeinsame Achse schiebt. Man verwendet für jeden Widerstand dann einen 10-MΩ-Einstellwiderstand, dem ein 1-MΩ-Widerstand als Festwert in Serie gelegt wird; C 1 ... C 3 bemißt man bei dieser Variante mit etwa 1 μF. Die Hubfrequenz kann dann zwischen etwa 0,25 und 2,5 Hz kontinuierlich eingestellt werden. Hiermit sowie zusammen mit P 3 und P 2 läßt sich dann nahezu jeder denkbare Sirenencharakter erzielen. Selbst das Klangbild läßt sich, wenn der reine Sinuston zu „farblos" klingt, beeinflussen, indem P 4 so abgeglichen wird, daß der Tongenerator eine verzerrte Sinusschwingung abgibt. Des weiteren ist es möglich, für zusätzliche Signalzwecke die Sirene auf „Dauerton" zu schalten, indem auf die Wobbelung durch Stillsetzen des Hubgenerators verzichtet wird. Dies kann beim niedrigsten oder höchsten Sirenenton geschehen. Um auch diese Umschaltung auf Dauerton signalgerecht langsam — ohne plötzlichen Tonhöhensprung langsam auf den Endwert auflaufend — zu erreichen, empfiehlt sich das Stillsetzen des Hubgenerators bei Dauerton durch Eingriff am Kondensator C 3 des Hubgenerators. Man verbindet dazu mit einem entsprechenden Schaltkontakt den Anschlußpunkt C 3, R 2, R 3 entweder nach Masse oder nach Betriebsspannung (— 24 V), womit der Sirenenton ohne störendes Schaltgeräusch seinem entsprechenden Endwert der Frequenz zuläuft und dort verharrt, bis diese C-3-Verbindung wieder aufgehoben wird. Danach beginnt er ebenso weich wieder an- und abzuschwellen.

Die in Bild 4.3 angegebene Halbleiterbestückung entspricht der der Originalschaltungen. Baut man aber, wie dargestellt, beide Schaltungen gemeinsam auf, so bietet sich eine

vorteilhafte Kombinationsmöglichkeit an, indem im Tongenerator bei T 5 nicht 3 Systeme (G 1 ... G 3), sondern nur 2 Systeme (G 2, G 3) parallelgeschaltet werden; die damit erreichte Stufenverstärkung reicht für den Betrieb des Generators bei weitem aus. Das frei werdende Einzelsystem mit G 1 und zugehörigem Drain des T 5 im Tongenerator kann man jetzt für T 2 im Hubgenerator verwenden und damit T 2 einsparen. Für die Gesamtschaltung der Sirene nach Bild 4.3 benötigt man dann nur 5 Transistoren (2 *SMY 52* oder *SMY 50*, 3 *SM 104* oder *SM 103*, *1 U 105 D*).

4.4. Thyristorleistungsregler mit großem Regelbereich für universelle Anwendungen (Phasenanschnittregler)

4.4.1. Grundschaltung für allgemeine Anwendungen (Helligkeits- und Drehzahleinstellungen)

Bekanntlich lassen sich mit Thyristoren große Verbraucherleistungen nahezu verlustleistungslos steuern. Allgemein wird dafür das Prinzip der Phasenanschnittsteuerung benutzt, das u. a. in [1] erläutert ist und dessen grundsätzliche Funktionsweise und Eigenschaften als bekannt vorausgesetzt werden. Üblicherweise benutzt der Amateur zur Ansteuerung der Thyristoren relativ einfache Schaltungen, wie sie u. a. in [1] gezeigt wurden. Mit etwas mehr Aufwand und unter Verwendung von MOSFETs lassen sich gegenüber diesen einfachen Schaltungen erhebliche Vorteile erreichen, wie die im folgenden beschriebene Schaltung nach [12] zeigt. Bevor auf die Ansteuerung eingegangen wird, sei die Schaltung des Leistungsregelteiles (Bild 4.4) wiedergegeben. Sie entspricht weitgehend der dem Amateur gewohnten Schaltungsweise, wobei ein Thyristor für beide Halbwellen in einer Diodenbrücke D 1 ... D 4 benutzt wird (ähnliche Schaltungen in [1]). Bei Ub, Us, A_T, G_T in der Schaltung nach Bild 4.4 schließt man die gleichnamigen

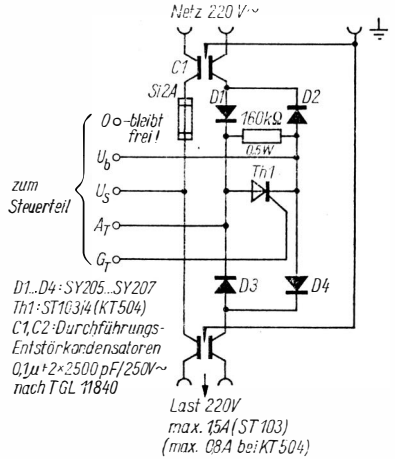


Bild 4.4
Leistungsteil zum Thyristorsteller nach Bild 4.5 bis Bild 4.7

Verbindungen der Regelschaltung entsprechend Bild 4.5 bis Bild 4.7 an, die später erläutert werden. Der 160-kΩ Widerstand im Leistungsteil (Bild 4.4) ist im Hinblick auf die zugehörige Regelschaltung und deren Funktion erforderlich, die außerdem ihre Betriebsspannung mit aus dem Leistungsteil bezieht. Aus letzterem Grund sind sämtliche Schaltungsteile auch die der Regelschaltung und ihrer eventuellen Bedienorgane usw. direkt mit dem Netz verbunden, was beim Aufbau zu beachten ist. Sämtliche Schaltungsteile müssen also nach den dafür geltenden Vorschriften berührungssicher und schutzisoliert aufgebaut sein (Metallgehäuse sind auch bei Verwendung von Schutzerdung unzulässig!). Im übrigen weist der Leistungsteil keine Besonderheiten auf. C 1, C 2 sind übliche Motor-Entstörkondensatoren (Durchführungskondensatoren), die — wenn der angegebene Typ nach *TGL 11 840* verwendet wird — das erforderliche und gesetzlich vorgeschriebene Mindestmaß an Funkentstörung gewährleisten. Da Thyristor-Phasenanschnittregler prinzipbedingt starke HF-Funkstörungen erzeugen, deren Abstrahlung nicht erfolgen

darf, empfiehlt sich in jedem Fall eine zusätzliche Kontrolle mit in Nähe des Geräts betriebenen Rundfunk- und Fernsehempfängern. Eventuell können zusätzliche Entstörmaßnahmen notwendig werden, die man dann nach den in [1], Abschnitt 15.10., angegebenen allgemeingültigen Regeln und Verfahren vornimmt. Die maximal zu betreibende Last richtet sich nach den für Th 1 und D 1 ... D 4 benutzten Typen (und deren Kühlvorkehrungen, ggf. Kühlkörper verwenden) und kann bis etwa 200 bzw. 350 VA betragen, wie aus den Angaben in Bild 4.4 zu ersehen ist. Schon hier sei erwähnt, daß für Th 1 ein Exemplar mit geringem Zündstrombedarf (dazu [1], [5] vorteilhaft ist; es kann dann in der Steuerschaltung (Bild 4.5 und Bild 4.7) auf den — für Thyristoren mit hohem Zündstrombedarf erforderlichen — zusätzlichen MOSFET T 7 verzichtet werden. Da die zur eigentlichen Steuerschaltung gehörenden MOSFETs T 1 ... T 6 — in den folgenden Bildern zur besseren Übersicht getrennt gezeichnet — in einem 6fach-MOSFET *U 105 D* enthalten sind, benötigt man für die gesamte Steuerung dann nur diesen einen *U 105*.

Die Steuerschaltung (Bild 4.5) geht auf [12] zurück und wird im folgenden näher beschrieben. Für aufmerksame Leser sei erwähnt, daß zu der Originalveröffentlichung [12] in einem späteren Diskussionsbeitrag in der gleichen Fachzeitschrift einige kritische Einwände erhoben worden sind. Diese wurden — in einer von beiden genannten Veröffentlichungen abweichenden Weise, auf deren Diskussion und theoretische Begründung verzichtet werden muß — bei der in der Broschüre gezeigten Schaltung entsprechend berücksichtigt; die vorgestellte Schaltung ist darüber hinaus gründlich getestet, enthält also trotz einiger Abweichungen gegenüber den Originalveröffentlichungen keinen Fehler! Insbesondere werden bei der gezeigten Dimensionierung die MOSFET-Grenzdaten mit Sicherheit eingehalten. Zur Funktionsweise der Steuerschaltung nach Bild 4.5, die im Zusammenhang mit Bild 4.4 zu betrachten ist: Kernstück der Schaltung ist ein monostabiler Multivibrator (ähnlich [2]), der aus T 2 und T 5 besteht. Er wird durch die Transi-

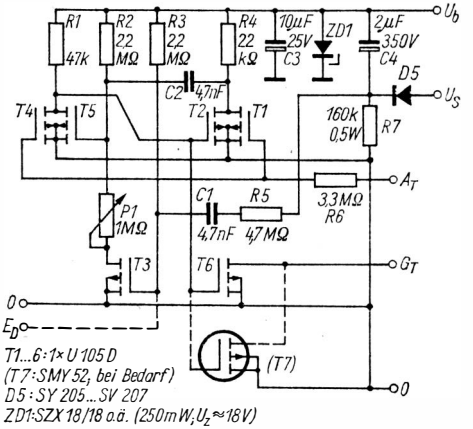


Bild 4.5 Grundschaltung der Steuerschaltung zum Thyristorleistungsregler (hierzu Bild 4.4). P 1 ist das Bedienorgan für die Lastregelung. ZD 1, C 3 liegen an 0-Leitung statt Masse!

storen T 1 und T 4 blockiert, sobald nach erfolgter Zündung des Thyristors, spätestens aber zum darauffolgenden Nulldurchgang der Spannung an der Thyristoranode (Verbindung A_T) das Gatepotential an T 1 und T 4 einen so weit negativen Wert (näherungsweise gleich Potential an Ub) erreicht, daß T 1 und T 4 leiten. Damit wird verhindert, daß der Multivibrator bei zu lang eingestellter Verweilzeit erst während der nächsten Halbwelle zurückkippt und den Thyristor damit zu einem falschen Zeitpunkt zündet. Während der positiven Halbwelle an der Thyristoranode kommt über A_T an den Gates von T 1, T 4 eine positive Spannung zustande. Bei fehlender Strombegrenzung dürfte sie nur 0,3 V betragen (Grenzwert laut Herstellerangabe), jedoch enthalten diese MOSFETs bekanntlich Gateschutzdioden, die mit maximal 0,1 mA belastbar sind. Die Bemessung von R 6 bewirkt, daß dieser Strom auch unter ungünstigsten Umständen nicht erreicht wird. Unter dieser Bedingung ist die Verwendung der integrierten Gate-

schutzdioden in Durchlaßrichtung beim Amateur vertretbar, so daß auf besondere äußere Schutzdioden verzichtet werden kann. Gleiches gilt sinngemäß bezüglich R 5 und T 3. Durch die vorhandene unsymmetrische Dimensionierung (R 1 ≠ R 4) erreicht man, daß der Multivibrator, sobald er durch Sperren von T 1 und T 4 freigegeben wird, zum Halbwellenbeginn in seinem quasistabilen Zustand ist. Die Verweilzeit ab Halbwellenbeginn in diesem Zustand wird bestimmt durch die mit R 2, P 1 und C 2 gegebene Zeitkonstante, die mit P 1 verändert werden kann. Es sei zunächst angenommen, daß T 3 ständig geöffnet ist, das untere Ende von P 1 somit an der Null-Leitung liegt.

Nach Ablauf der mit P 1 — dem äußeren Stellorgan — gewählten Verweilzeit (entsprechend Zündwinkeleinstellung) kippt der Multivibrator in seine stabile Lage zurück, wobei T 6 niederohmig wird. Dadurch liegt C 3 über 0, T 6, G_T, Th 1 (Bild 4.4), Ub, C 3 direkt an der Thyristorzündstrecke, die Ladung von C 3 zündet Th sofort. Damit werden aber durch das an der Thyristoranode nunmehr gegen 0 negative Potential (Ub wird über Th 1 nach A_T durchgeschaltet) sofort T 1, T 4 geöffnet und der Multivibrator wieder blokkiert. Das bewirkt das Sperren von T 6, sobald Th 1 durchgeschaltet hat. T 6 führt demzufolge nur für die Dauer der Zündverzugszeit des Thyristors und nach Zündeinleitung noch bis zur vollen Durchschaltung (Niederohmigkeit) des Thyristors Zündstrom, wobei die Eingangskapazität von T 1, T 4 zusammen mit R 6 diese Phase noch geringfügig verlängert. Die Zeitdauer des Zündstromflusses, die der Thyristor letztlich selbst bestimmt, liegt in der Größenordnung einiger 10 μs, so daß C 3 nur geringfügig entladen wird. Ein Vorteil dieser Zündschaltung ist, daß sich hieraus eine selbsttätige Regelung der Zündstromdauer auf den jeweils optimalen Wert ergibt (wichtig bei der Steuerung von Verbraucherlasten mit induktiver Komponente, wie z. B. Motoren).

Ist P 1 niederohmig, so kann der Multivibrator gar nicht erst kippen, da der Thyristor dann von Anfang an zündet (T 5 ständig gesperrt, T 6 ständig geöffnet — sofern nicht

T 1, T 4 den Multivibrator blockiert haben). Bei hochohmigem P 1 wird der Multivibrator dagegen schon vor Ablauf der Verweilzeit durch den Nulldurchgang der Thyristor-Anodenspannung zurückgesetzt, der Thyristor blockiert dann während der gesamten Periode. Daraus läßt sich ein weiterer Vorteil dieser Schaltung gegenüber den üblichen ([1] u. ä.) erkennen: Mit P 1 kann der Zündwinkel des Thyristors nahezu vollständig zwischen etwa 0° und etwa 180° Periodendauer eingestellt werden, ohne daß es dabei zu den von anderen Schaltungen bekannten Hystereseerscheinungen oder zum Zünden in nur jeder 2. Halbwelle (zum „Flakkern" angeschlossener Lampen, unruhigem Motorlauf usw.) kommen kann, wenn P 1 nahe seinen Endanschlägen steht. Die Betriebsspannung der Ansteuerschaltung wird durch Einweggleichrichtung über die (für diesen Stromkreis mitbenutzte) D 2 (Bild 4.4) und D 5 (Bild 4.5) erzeugt und mit C 4 — der deshalb für mindestens 350 V bemessen sein muß — geglättet; D 5 verhindert Rückentladung des C 4 in die Leistungsschaltung. R 7 ist der Vorwiderstand für die Z-Diode ZD 1, die an C 3 die Betriebsspannung für die Steuerschaltung (gleichzeitig Thyristorzündspannung, wie oben beschrieben) mit etwa 18 V festgelegt. Diese Spannung stellt einen günstigen Kompromiß zwischen Zündleistung für Th 1 und den übrigen Betriebswerten der Schaltung dar; ebenso ist C 3 mit 10 μF optimal bemessen. Der *mittlere* Stromverbrauch der Steuerschaltung liegt unter 1 mA, also weit weniger als der erforderliche Thyristorzündstrom. Aus diesem Grund ist eine Starthilfsschaltung — bestehend aus T 3, C 1, R 5, R 2 und R 3 — notwendig. Diese Startschaltung bewirkt beim Anschalten der Netzbetriebsspannung ein verzögertes Einschalten von P 1 und damit ein Sperren des T 6 über einige Perioden der Netzspannung. Ohne diese Startschaltung würde bei Inbetriebnahme der gesamte Betriebsstrom über das Thyristorgate (Null-Leitung, T 6, G_T, Th 1, Ub) abfließen, ohne schon zur Zündung des Thyristors auszureichen. Dadurch käme die Betriebsspannung zwischen Ub und 0 an C 3 nicht auf den vollen Wert. Diese Starthilfsschaltung wirkt auch bei kurzzeitigen Netz-

unterbrechungen (Wackelkontakte) sehr zuverlässig, wie Versuche ergaben.

Für die angegebenen Thyristoren wird selten mehr als 25 mA Zündstrom benötigt; in Einzelfällen können ungünstige Exemplare jedoch einen Zündstrombedarf von 50 mA und mehr haben. T 6 muß entsprechend hohen Drainstrom an die Thyristorgateleitung G_T liefern können. Falls man die Möglichkeit hat, einen Thyristor zu verwenden, der mit maximal 20 mA sicher zündet (was sich nach [5] ausmessen läßt) — für die TESLA-Thyristoren *KT 504* oder *KT 505*, die sich bis 0,8 A Laststrom einsetzen lassen, gilt das fast ausnahmslos, für den DDR-Typ *ST 103/4 ... ST 103/6* noch für die Mehrzahl aller Exemplare —, so kann auf T 7 verzichtet werden. Dieser nur bedarfsweise bei Thyristoren mit höherem Zündstrombedarf erforderliche Zusatztransistor arbeitet parallel zu T 6 (da beide als Schalter betrieben werden, brauchen die Exemplardaten nicht genau übereinzustimmen). Wenn man dafür einen *SMY 52* einsetzt, ermöglicht die angegebene Schaltungsdimensionierung die Verwendung von Thyristoren mit einem Zündstrombedarf bis maximal 0,1 A. Eine Überlastungsgefahr für T 7 oder — bei seinem Fehlen — T 6 ist im übrigen aus Gründen, deren Erläuterung zu weit führen würde, in keinem Fall gegeben, zumal T 6 und T 7 nur für wenige 10 μs leitend sind, ihre Maximalverlustleistung nicht annähernd erreicht wird und die Gesamt-Schaltungsdimensionierung auch ein Überschreiten der maximal zulässigen Drain-Impulsstromgrenzwerte verhindert. Man kann aber eventuell, wenn T 7 *(SMY 52)* verwendet wird, auf den Parallelanschluß von T 6 verzichten und behält auf diese Weise in dem vorhandenen *U 105* noch ein MOSFET-System für eventuelle anderweitige Verwendung (Zusatzeinrichtungen, Schaltungserweiterungen oder anderweitige Hilfsfunktionen) frei. Beispielsweise könnte das frei werdende T-6-System drainseitig dem Gate T 3 parallelgelegt werden. Über Gate T 6 läßt sich dann ohne Verstellen von P 1 ein Abschalten der Last durch eine äußere Hilfsspannung, mit Minuspol am Gate T 6 — das dazu herausgeführt werden kann (mit Serienwiderstand von

mindestens 2,2 MΩ als Gateschutz vor Gate T 6) — gegen die Null-Leitung bewirken. Der gleiche Effekt tritt durch Verbinden des Gate T 6 mit Leitung Ub über äußeren Kontakt o. ä. Schaltmittel auf. In beiden Fällen blockiert T 6 bei Ansteuerung T 3, womit P 1 abgetrennt und die Thyristorzündung verhindert (Last abgeschaltet) wird. Der an P 1 gewählte Wert bleibt dabei für die Wiedereinschaltung erhalten; die Lastabschaltung läßt sich von außen leistungslos vornehmen. Sie ist auch ohne Hilfstransistor durch Verbinden des — punktiert dargestellten — Steueranschlusses E_D nach 0 der Steuerschaltung möglich. Ein Beispiel dafür wird nachfolgend noch gezeigt.
Eine andere Möglichkeit läßt die Schaltungsbeschreibung ebenfalls erkennen: Da die Phasenwinkeleinstellung (Laststeuerung) mit einem veränderlichen Widerstand P 1 erfolgt, diesem aber T 3 in Serie liegt und ein MOSFET sich bereits als veränderlicher Widerstand einsetzen läßt (dazu vgl. in [2]), kann man auch auf P 1 verzichten und T 3 als spannungsgesteuerten Widerstand betreiben. Damit wird die Laststeuerung durch eine äußere Gleichspannung kontinuierlich möglich. Diese Schaltung eignet sich also auch sehr gut als fremdspannungsgesteuerter Leistungsregler, wobei für die Laststeuerung bereits geringe Steuerspannungen ausreichen und keine Steuerleistung notwendig ist. Auch dafür wird im folgenden ein Beispiel gezeigt.

4.4.2. Ansteuerung mit Fotowiderstand — der Dämmerungsschalter

Die beschriebene Steuerschaltung nach Bild 4.4 und Bild 4.5 kann in ihrer Grundform für die Handeinstellung von Beleuchtungen und (erprobt für Motoren bis 0,25 kW) auch vorteilhaft für Drehzahleinstellungen (Haushalt- und Werkzeugmotoren) benutzt werden. Darüber hinaus läßt sie sich zu einem kontaktlosen Dämmerungsschalter zum automatischen Einschalten von Raumbeleuchtungen bei Unterschreiten einer Mindest-Tageslichthelligkeit sehr

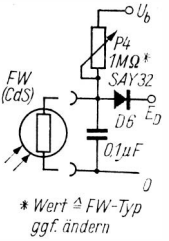


Bild 4.6
Ergänzung zur Schaltung nach Bild 4.5 für den Einsatz als automatischer Dämmerungsschalter für Beleuchtungen

einfach erweitern. Bild 4.6 zeigt die Zusatzschaltung für diesen Zweck, die bei Ub und E_D in der Schaltung nach Bild 4.5 anzuschließen ist. Mit P 4 wird auf die gewünschte Ansprechschwelle abgeglichen. FW wird vom Tageslicht getroffen und bei Dämmerungseinsatz zunehmend hochohmiger. Solange — tagsüber — FW leitet, schließt er über D 6 das Gate des T 3 (Bild 4.5) kurz, so daß T 3 sperrt und P 1 sowie die Last abgeschaltet sind, da der Thyristor hierbei nicht zündet. Sobald mit zunehmender Abdunkelung des FW die Spannung an E_D steigt und den Schwellenspannungswert des T 3 erreicht, beginnt dieser zu öffnen. Innerhalb eines relativ geringen Helligkeitsbereichs auf FW erfolgt die Last-Einschaltung dabei gleitend, d. h., die Beleuchtung wird nicht schlagartig, sondern in einem engen Bereich um den mit P 4 gewählten Dämmerungsschwellwert herum allmählich aufgeregelt, was für die Praxis Vorteile hat. Steigt der Widerstand des FW noch weiter an, so stellt sich für T 3 bald volle Funktionsfähigkeit ein; D 6 beginnt zu sperren, womit der Zweig mit FW und P 4 für die weitere Funktion wirkungslos ist. Die gesteuerte Beleuchtung hat dann den mit P 1 gewählten Helligkeitswert erreicht und kann mit P 1 normal im vollen Einstellumfang gewählt werden. Für FW sind alle handelsüblichen CdS-Fotowiderstände geeignet, darunter insbesondere die im Anhang von [1] — der eine Typenvergleichsliste der derzeit dem Amateur zugänglichen CdS-Typen enthält — als Universaltypen bezeichneten. Die Verwendung von Si-Fototransistoren oder Fotodioden statt FW kann notfalls erprobt wer-

den, sie sind jedoch — schon wegen ihrer erheblichen Temperaturabhängigkeit — weniger geeignet. Germanium-Bauelemente scheiden von vornherein aus. Für P 4 in der Schaltung nach Bild 4.6 ist ein Richtwert angegeben; je nach benutztem Bauelement und Typ bei FW kann dieser Wert geändert werden, um mit P 4 einen bequemen Einstellbereich zu erzielen. Statt FW lassen sich — wie im vorigen Abschnitt erwähnt — auch andere Schaltorgane zur bedarfsweisen Lastabschaltung verwenden. D 6 ist unter anderem auch deshalb erforderlich, um die Funktion der Zündhilfsschaltung (C 1, R 5 in Bild 4.5) auch bei zusätzlicher Beschaltung des Punktes E_D zu gewährleisten.

4.4.3. Ansteuerung mit NF-Spannung — die „Lichtorgel"

Wie unter 4.4.1. erwähnt, kann man in der Grundschaltung nach Bild 4.5 den Transistor T 3 selbst als gesteuerten Widerstand benutzen und dann durch eine variable Gatespannung den gleichen Effekt wie mit Handeinstellung bei P 1 erreichen. Wird das Gate des T 3, der dann die Aufgabe des P 1 übernimmt, mit einer geeigneten Vorspannung beaufschlagt, so läßt sich um eine damit eingestellte mittlere Grundhelligkeit (oder einem Grenzwert nahe erloschener Beleuchtung) herum bereits mit sehr geringen Spannungsänderungen am Gate (0,5 V und weniger) der Zündwinkel des Thyristors über den gesamten Bereich steuern.
Damit bietet sich diese Schaltung u. a. sehr vorteilhaft für Effekt-Lichtanlagen (sogenannte „Lichtorgeln", wie z. B. für Diskotheken und Bühnenzwecke) an. Bild 4.7 zeigt die für diesen Zweck abgeänderte vollständige Steuerschaltung. Sie ist an Stelle der Schaltung von Bild 4.5 mit dem Leistungsteil der Schaltung nach Bild 4.4 zu vereinen. Auf die näheren Zusammenhänge zwischen MOSFET-Kennlinie (aus [2] zu ersehen) und Steuerspannungshub kann nicht eingegangen werden; hierzu sind aus [12] Einzelheiten ersichtlich. Der Multivibrator mit T 1, T 2, T 4, T 5 und Zündtransistor T 6 — dem auch hier, wie unter 4.1.1. begründet,

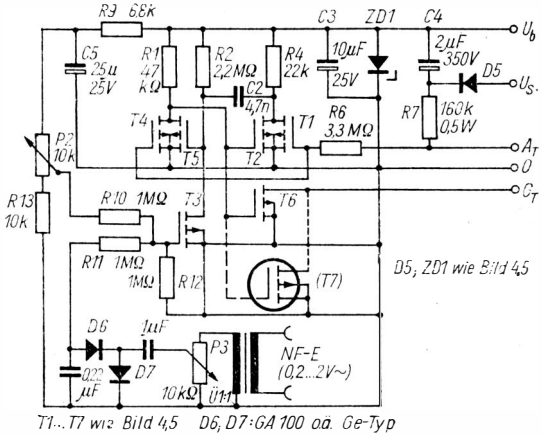


Bild 4.7 Abwandlung der Schaltung nach Bild 4.5 für die Verwendung als Thyristor-„Lichtorgel" (hierzu die Lastschaltung nach Bild 4.4). Die Leistungssteuerung erfolgt im Takt einer bei NF-E angelegten NF-Amplitude. Beachte Texthinweise insbesondere bezüglich NF-Übertrager Ü1

bedarfsweise mit T 7 ein *SMY 52* parallelgeschaltet werden kann — entspricht der bei Bild 4.5 erläuterten Grundschaltung; das gilt auch für die Betriebsspannungserzeugung (ZD 1, C 3, C 4, D 5, R 7). Auf eine Zündhilfsschaltung (C 1, R 5 in Bild 4.5) kann verzichtet werden, da der entsprechende Effekt bei Inbetriebnahme durch die Betätigung von P 2 bewirkt wird. Sollten sich während der Benutzung der Anlage öftere Netzunterbrechungen störend auswirken, so kann die Startschaltung zwischen Gate T 3 und Katode D 5 mit den in Bild 4.5 für C 1, R 5 angegebenen Werten ebenso auch in der Schaltung nach Bild 4.7 zwischen den gleichen Schaltungspunkten eingefügt werden. Änderungen sonstiger Werte in der Schaltung nach Bild 4.7 ergeben sich dadurch nicht.

Wie der Vergleich mit der Schaltung in Bild 4.5 zeigt, wird bei der Schaltung nach Bild 4.7 nunmehr T 3 direkt als steuerbarer Widerstand statt P 1 benutzt (P 1 existiert bei

der Lichtorgel nicht). Die Grundhelligkeit (Mittelwert) kann mit P 2 variiert werden; anderenfalls ist P 2 so einzustellen, daß bei fehlender NF-Spannung die zu steuernde Beleuchtung gerade nicht mehr sichtbar glimmt. P 2 — dessen Betriebsspannung wegen der infolge des beschriebenen Zündmechanismus pulsierenden Betriebsspannung Ub mit R 9 und C 5 gesiebt werden muß — stellt für T 3 eine Gatevorspannung bereit, zu der eine aus dem NF-Pegel abgeleitete Steuergleichspannung addiert wird (Additionsnetzwerk R 10 ... R 12). Die NF-Spannung vom ansteuernden NF-Verstärkerausgang wird bei Eingang NF-E zugeführt. Es genügen NF-Spannungen um 0,2 V, bzw. bei entsprechend aufwärts transformierendem Übertrager Ü schon geringere Pegel. Dadurch kommt man mit sehr niedriger Steuerspannung und Steuerleistung an NF-E aus, und die Ansteuerung läßt sich gegebenenfalls schon vom Vorverstärker oder von anderen NF-Steuerausgängen der vorhandenen Verstärkeranlage her vornehmen (siehe [7]). Der NF-Pegel kann entsprechend dem gewünschten optischen Eindruck mit P 3 eingestellt werden. Die NF-Spannung wird mit D 6, D 7 gleichgerichtet (wofür sich Germaniumdioden empfehlen, um mit möglichst geringer NF-Eingangsspannung auszukommen; liegt der verfügbare NF-Pegel über etwa 1,5 V~, so lassen sich für D 6, D 7 auch Si-Typen verwenden) und die im Takt des NF-Pegels schwankende Richtgleichspannung über R 11 zur Steuerung des T 3 benutzt. Die Helligkeit der als Last angeschlossenen Beleuchtung (bis etwa 300 W entsprechend Angaben in Bild 4.4) schwankt somit im Rhythmus der NF-Amplitude, wobei sich Helligkeitshub, Ansprechschwelle sowie Grundhelligkeit mit P 2 und P 3 in weiten Grenzen einstellen lassen.

Für mehrfarbige Lichtorgeln werden meist 3 verschiedenfarbige, getrennt anzusteuernde Beleuchtungen verwendet. Man benötigt dann die gesamte Schaltung nach Bild 4.4 und Bild 4.7 dreifach, wobei die einzelnen NF-Eingänge in bekannter Weise über Frequenzweichen (einfache RC-Hoch- oder Tiefpaßglieder, die sich auch direkt zwischen Ü und P 3 in der Schaltung nach Bild 4.7 einfügen lassen) ange-

steuert werden können, um einen Zusammenhang zwischen Tonhöhen und Lichtfarben zu erreichen. Auf entsprechende NF-Filter ([7] u. a.) wird nicht näher eingegangen; die Amateurliteratur enthält dafür genügend Beispiele. Da die Steuerschaltung nach Bild 4.7 trotz ihrer scheinbar aufwendigen Schaltung (abgesehen von T 7) nur einen 6fach-MOSFET *U 105* und relativ wenig preisgünstige Bauelemente enthält, bereitet ihr dreifacher Aufbau keine Probleme. Die kostspieligsten Bauelemente befinden sich ohnehin im Leistungsteil nach Bild 4.4.

Bei Anwendung des Geräts nach Bild 4.7 muß beachtet werden, daß die gesamte Steuerschaltung einschließlich ihres Null-Bezugspotentials auf Netzspannungspotential liegt! Außer den unter 4.1.1. einleitend erwähnten Hinweisen muß man deshalb berücksichtigen, daß für den NF-Übertrager Ü in der Schaltung nach Bild 4.7 unbedingt eine für Netz-Trenntransformatorzwecke zugelassene, spannungsfeste und entsprechend streng geprüfte industrielle Ausführung zu verwenden ist! Bei etwaigen Schlüssen zwischen den Transformatorwicklungen würde anderenfalls über Eingang NF-E die gesamte vorhandene Verstärkeranlage auf Netzspannungspotential kommen, was zu schweren Unfällen führen könnte. Falls eine Selbstanfertigung für Ü nicht zu umgehen ist, müssen beide Wicklungen unbedingt in getrennten Wickelkammern untergebracht werden. Da keine nennenswerten Leistungen zu übertragen sind, kann man die Verwendung eines ausreichend großen Ferritschalenkerns mit zugehörigem Plast-Dreikammer-Spulenkörper in Betracht ziehen, dessen mittlere Kammer frei bleibt. Die äußeren Kammern werden mit je etwa 1500 Wdg., 0,12-mm-CuL, bewickelt und die Anschlüsse beider Wicklungen nach unterschiedlichen Seiten herausgeführt, so daß sie sich nicht zufällig berühren können. Den fertig bewickelten Körper sollte man zusätzlich mit Wachs tränken, um die Wicklungen zu fixieren. Für den Kern sind A_L-Werte um etwa 2500 geeignet. Entsprechend den geltenden Schutzbestimmungen dürfen die Anschlüsse beider Wicklungen nicht auf einer gemeinsamen Leiterplatte

geführt werden. Die Eingangswicklung bis zur Eingangsbuchse NF-E nach Bild 4.7 ist deshalb direkt ab Übertrageranschluß frei verdrahtet zur Anschlußbuchse (nicht als Leiterplattenbahn) auszuführen.

5. Sonderanwendungen

5.1. Selbststartautomatik für Magnetbandgeräte – der akustische Schalter

Bild 5.1 zeigt einen durch eine frei wählbare NF-Spannung zu betätigenden Schalter, der z. B. zusammen mit einem Mikrofonverstärker allgemeiner Art zum Einschalten von Geräten durch akustische Signale, oder — in ein Magnetbandgerät eingebaut — als Selbststartautomatik benutzt werden kann [7]. Der zuletzt genannte Fall soll als Beispiel erläutert werden.

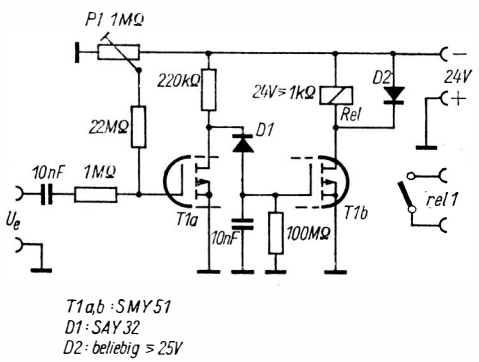


Bild 5.1 Akustischer Schalter, geeignet als Selbststartautomatik für Magnetbandgeräte. Wird beim Eingang Ue ein NF-Mikrofonverstärker (z. B. nach Bild 1.3) vorgeschaltet, so kann diese Kombination als selbständiger akustischer Schalter verwendet werden. In diesem Fall können T 1···T 3 in der Schaltung nach Bild 1.3 und T 1a, T 1b des akustischen Schalters zu einem MOSFET *U 105* zusammengefaßt werden, dessen 6. System dann vorteilhaft dem System T 1b parallelgeschaltet wird

Bei Ue wird eine NF-Spannung zugeführt, die man im Magnetbandgerät beispielsweise von der Magnetkopf-Aufsprechleitung (Ausgang des Aufnahmeverstärkers, [7]) abgreifen kann. P 1 wird so eingestellt, daß das Relais bei fehlender NF-Spannung gerade abgefallen ist. Falls die Automatik später zu empfindlich reagiert, kann mit P 1 auf die gewünschte Mindestlautstärkeschwelle für Ansprechen des Relais eingestellt werden. Eine bei Ue auftretende NF-Spannung wird von T 1a verstärkt; die an seinem Drain dabei auftretenden negativen Amplitudenspitzen laden über D 1 den Gatekondensator des T 1b auf, so daß T 1b öffnet und Relais Rel anzieht. Sein Kontakt rel 1 kann in geeigneter Weise zur Auslösung anderer Schaltvorgänge benutzt, beispielsweise dem Bandgerätmotor in Serie gelegt oder einem am Bandgerät vorhandenen Fernschaltanschluß (wie oftmals für Mikrofon-Handschalter vorhanden) parallelgeschaltet werden. Das Magnetband wird daher sofort gestartet, sobald an seinem Mikrofoneingang ein Geräusch auftritt bzw. wenn man eine NF-Spannung zuführt. Die Ansprechzeit der Automatik liegt unter 5 ms, so daß der Beginn der Aufnahme praktisch nur von der Schnelligkeit abhängt, mit der der Bandgerätmotor anläuft. Selbst bei unerwartet plötzlich eintretenden „Schallereignissen" verliert man daher weit weniger vom Beginn der Aufnahme, als wenn von Hand gestartet würde. Solange die NF-Spannung bei Ue vorhanden ist, wird der Gatekondensator über D 1 ständig nachgeladen, das Relais bleibt also immer gezogen. Bleibt die NF-Spannung aus, so darf das Gerät nicht sofort abschalten (Sprache würde dann z. B. durch ständigen Bandstopp nach jedem Wort „zerhackt" werden), sondern muß noch mindestens einige Sekunden verzögert nachlaufen, sofern in dieser Zeit keine neuen NF-Spannungen eintreffen. Ist das doch der Fall, so wird der Gatekondensator sofort wieder nachgeladen, und es wirkt danach wieder die volle Abschaltverzögerungszeit. Diese Verzögerung bewirken der Gatekondensator und D 1, die eine Rückentladung des Gatekondensators über den Drainstromkreis des T 1a verhindert. Der Gatewiderstand 100 MΩ kann auch voll-

ständig entfallen — dann wird der Gatekondensator nur noch über den Sperrwiderstand der D 1 sowie über parasitäre Nebenwiderstände entladen, und es lassen sich je nach Halbleiterdaten (Sperrwiderstand D 1) Abschaltverzögerungen bis zu mehreren Minuten erreichen, wenn der Gatekreis von T 1b sehr gut isoliert aufgebaut und der Gatekondensator eine hochwertige Folieausführung ist. Im Fall des Magnetbandgeräts bedeuten zu lange Verzögerungen jedoch unnötigen Bandverbrauch; je nach Einsatzfall liegen günstige Verzögerungszeiten zwischen 1 bis 20 s. Die entsprechende Zeit kann man durch Ändern des 100-MΩ-Widerstands leicht in diesen Grenzen wählen (der Gatekondensator sollte, um schnellstmögliches Ansprechen zu sichern, nicht wesentlich größer als 10 nF gemacht werden). Diese Einrichtung, die sich gegenüber ähnlichen, mit Bipolartransistoren bestückten derartigen Schaltern ([1], [7]) durch ihre große Einfachheit und geringen Bauelementebedarf auszeichnet, ist beispielsweise wertvoll für Bandaufnahmen von plötzlich eintretenden Ereignissen mit längeren Zwischenpausen (Konmmandodurchsagen, Überwachung des Geschehens im Kinderzimmer bei vorübergehender Abwesenheit der Eltern u. ä.; kommerziell werden ähnliche Einrichtungen z. B. in der Flugsicherung zur automatischen Aufzeichnung des Flugzeug-Boden-Funkverkehrs benutzt). Aber auch bei solchen Aufnahmen, deren plötzlichen Beginn man nicht voraussehen kann (Tierstimmen- oder Geräuschaufnahmen im Freilandeinsatz usw.) läßt sich die Einrichtung verwenden. Ein Bandgerät, das außer mit dieser Selbststarteinrichtung noch mit einer automatischen Lautstärkeregelung (Aussteuerungsautomatik) versehen ist — oder mit einer der in [2] und [7] dafür gezeigten Schaltungen nachträglich ausgestattet wird —, kann praktisch völlig unbedient in ständiger Bereitschaft bleiben und interessierende Schallereignisse oder Vorgänge vollautomatisch aufzeichnen, wobei sich der Bandverbrauch auf das für die tatsächliche Aufzeichnungslänge notwendige Minimum beschränkt.

Für andere Anwendungszwecke (akustische Aus/Ein-Folge-

schaltung ohne Verzögerung, wobei ein NF-Signal an Ue — ein Ton oder Geräusch, Pfiff o. ä. — eine bleibende Einschaltung, ein nach gewisser Zeit folgendes Signal die Wiederausschaltung bewirkt usw.) läßt sich die Schaltung nach Bild 5.1 einfach mit einem bistabilen Multivibrator ([2]) erweitern. Man fügt statt Rel in die Drainleitung des T 1b einen Widerstand (5 bis 22 kΩ) ein und nimmt am Drain des T 1b die Schaltspannung für den nachfolgenden bistabilen Multivibrator ab, der dann das Schaltrelais steuert. Die Verzögerung des T 1b entsprechend der Schaltung in Bild 5.1 legt man mit dessen Gatewiderstand dann zweckmäßig auf etwa 0,5 bis 1 s fest, um Mehrfachschaltungen während eines Signaltons sicher zu verhindern. Ein auf diese Weise erweiterter Schalter kann mit 2 *SMY 51* oder einem *U 105* für sämtliche Stufen realisiert werden. Ebenfalls möglich ist das Nachschalten entsprechender bipolarer Transistorstufen bekannter Art (Multivibratoren nach [1]) am Drain des T 1b.

5.2. Annäherungsschalter

Schaltbeispiele für Sensorschalter (Berührungsschalter) wurden in [2] bereits gezeigt. Der extrem hochohmige Gateeingang eines MOSFET ermöglicht aber bereits eine Betätigung bei Annäherung, ohne direkte Berührung. Die bisher in der Literatur zu findenden Annäherungsschalter ([1] u. ä.) arbeiten aktiv, d. h. im allgemeinen mit einem Hochfrequenzoszillator. Da hierbei — zumindest wenn solche Schalter auf mehr als einige Zentimeter Entfernung wirken sollen — immer die Gefahr der unzulässigen Abstrahlung von HF-Störungen besteht, sind diese aktiven Annäherungsschalter nach den jetzt gültigen Bestimmungen (Landfunkordnung) nicht mehr ohne weiteres zulässig und für den Amateur daher sehr problematisch. Im folgenden wird ein Schaltungsvorschlag für einen passiven Annäherungsschalter gezeigt, der selbst keine Schwingungen erzeugt, sondern entweder auf das Einkoppeln vorhandener Fremd-

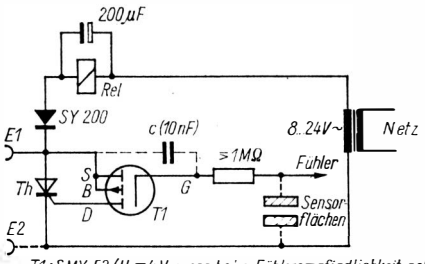


Bild 5.2 Experimentalschaltung für einen passiven Annäherungsschalter. Einzelheiten siehe Text. Läßt sich auch als Berührungsschalter verwenden

felder (meist von in der Nähe befindlichen Netzleitungen herrührende 50-Hz-Felder) oder auf statische Ladungsänderungen (Influenz) reagiert. Die in Bild 5.2 gezeigte Schaltung wurde in dieser Form experimentell erprobt und erwies sich dabei als erstaunlich empfindlich. Sie kann vom Amateur je nach Anwendungszweck vervollständigt werden. In der gezeigten experimentellen Anordnung wurde als „Ausgabeorgan" ein Relais Rel vorgesehen, das mit dem Thyristor Th gesteuert wird (für den sich vorzugsweise Typen mit möglichst geringem Zündstrombedarf eignen). Um ohne besondere Vorkehrungen ein Abfallen des Relais zu ermöglichen, wird Th mit Rel im Halbwellenbetrieb ([1]) benutzt und deshalb mit Wechselspannung betrieben. Der Relais-Parallelelektrolytkondensator verhindert Relaisflattern. Die Diode *SY 200* wäre nicht unbedingt erforderlich, da Th selbst gleichrichtend wirkt, sie ergibt in diesem Fall aber eine erhebliche Empfindlichkeitssteigerung durch Entkopplung des MOSFET-Kreises von Rel und Speiseleitung. Der MOSFET T 1 reicht unmittelbar zur Zündung des Thyristors aus. Man kann diese Anordnung, deren Funktionsweise keiner näheren Erläuterung bedarf, als Berührungsschalter verwenden, wenn die entsprechen-

den Sensorflächen (punktiert angedeutet) vorgesehen werden; die Funktionsweise läßt sich dabei eindeutig erkennen. Der zum Schutz des T-1-Gate erforderliche Vorwiderstand muß in allen Anwendungen mit mindestens 1 MΩ bemessen werden; zusätzliche Gateschutzdioden lassen sich nicht einsetzen, weil sie die Empfindlichkeit sehr stark reduzieren. Das Gate ist jedoch zusammen mit dem Vorwiderstand durch die intern vorhandene Gateschutzdiode zuverlässig geschützt. Zur Verwendung als Annäherungsschalter entfallen die Sensorelektroden, man sieht dann eine Fühler-Antenne vor, die nach Versuch bemessen wird (bei den Versuchen des Verfassers ergaben sich mit Antennenlängen zwischen 5 und 20 cm die günstigsten Ergebnisse, größere Antennen machen die Anordnung schon zu störanfällig). Diese Antenne ist als Stab oder steifer Draht freitragend im Raum stehend anzuordnen; es kann ohne weiteres isolierter Draht benutzt werden. Der punktiert gezeichnete Kondensator sei zunächst fortgelassen. Man hat dann eine über 1 MΩ am Fühler „offene" Gatezuleitung. Um hohe Empfindlichkeit zu erreichen, ist die Anordnung entweder bei E 1 — was sich als in den meisten Fällen günstiger erwies — oder bei E 2 zu erden (über den günstigeren Erdpunkt entscheidet der Versuch im jeweiligen örtlichen Anwendungsfall). Damit ergab sich in normalen Wohnräumen (mit für Steckdosen und Raumbeleuchtung üblicher Netzleitungsverlegung) ein Ansprechen des Relais, sobald eine Person bzw. eine Hand dem Fühler genähert wurde, durch kapazitives Einkoppeln des 50-Hz-Störfeldes aus der Umgebung, und zwar je nach Erdpunkt und Antennenlänge bereits bei Handannäherung bis auf etwa 1 m Entfernung. Bis zu Entfernungen um etwa 0,3 bis 0,5 m arbeitet diese Anordnung noch sehr stabil. Nutzt man jedoch durch entsprechend größere Fühlerlänge die maximal mögliche Ansprechempfindlichkeit aus, so kommt es aber schon zu gelegentlichen Fehlschaltungen des Relais bei Schaltvorgängen im Netz. Über die maximal zu nutzenden Ansprechweiten muß daher im Einzelfall der Versuch entscheiden. Interessant ist dagegen vor allem das Verhal-

ten beim Auftreten statischer Ladungen (Reibungselektrizität) in Fühlernähe. Sie induzieren im Fühler eine statische Ladung, die wegen der geringen Eingangskapazität und des hohen Eingangswiderstands der mit offenem Gate betriebenen T 1 bereits ausreicht, T 1 zu öffnen, womit Th zündet und Rel zieht. Dabei können größere statische Ladungen merklich lange auf der geringen Gatekapazität gespeichert bleiben, was sich in verzögertem Abfallen des Relais äußert. Im Versuch gelang es bereits (bei Fühlerlängen um 15 cm) mit einem mit Wolltuch geriebenen und dadurch statisch geladenen Hornkamm, der in 10 bis 15 cm Entfernung an dem Fühler vorbeigeführt wurde, für 1 bis 2 s Dauer das Relais zum Anzug zu bringen (bei derartigen Versuchen muß man den geladenen Körper, Kamm o. ä., mit einem längeren Isolierstab annähern, um sicher zwischen statischer Beeinflussung bzw. Influenzladung und womöglich von der Hand eingekoppelten 50-Hz-Wechselfeldern unterscheiden zu können). Während der Versuche mußte z. B. ein zufällig getragenes Dederon-Oberhemd abgelegt werden, da dessen durch Reibung erzeugte statische Aufladung bereits auf etwa 1 bis 2 m Entfernung ein ständiges unregelmäßiges Ansprechen des Relais bewirkte, sobald sich der Verfasser bewegte. Diese — vorerst nicht näher vertieften — Versuchsergebnisse lassen das Prinzip für Amateuranwendungen (die der Leser experimentell selbst ausbauen kann) recht interessant und brauchbar erscheinen. Anwendungen sind z. B. als Warn- oder Schutzeinrichtungen (Sicherungsanlagen, Raumsicherung u. ä.) sowie als Gefahrenmelder (Annäherung an Starkstromleitungen signalisierbar) denkbar.

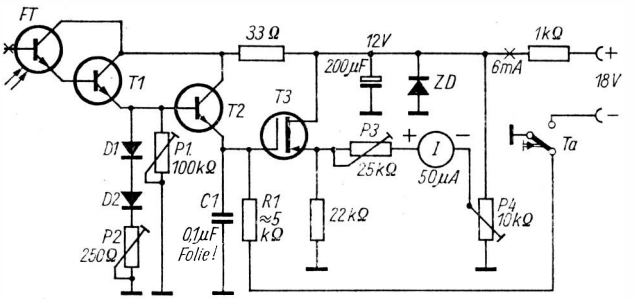
Wird diese einfache Schaltung als Berührungsschalter verwendet, so sieht man die angedeuteten Sensorflächen vor, wobei der Fühler entfällt. Eine Erdung (E 1, E 2) ist dann entbehrlich, gegebenenfalls kann auch auf die Diode verzichtet werden. Dagegen ist in diesem Fall Kondensator C ratsam, um Fehlschaltungen (durch äußere Störeinflüsse im Sinne des Annäherungsschalterprinzips) zuverlässig auszuschließen.

5.3. Elektronenblitz-Belichtungsmesser für Fotografen

Herkömmliche Fotobelichtungsmesser sind bekannt und bei jedem Fotografen als gesondertes Gerät oder bei modernen Kameras in diese eingebaut (Innenlichtmessung) vorhanden. Bei der Anwendung von Elektronenblitzgeräten lassen sie sich nicht verwenden. Der Fotograf muß sich dabei zur Belichtungsbestimmung mit der bekannten Umrechnung aus — gerätetypischer — Leitzahl und Aufnahmeentfernung behelfen, um die zur Aufnahmeentfernung gehörende Blendeneinstellung zu finden. Diese Rechnung kann jedoch nur grobe Mittelwerte liefern, weil dabei die Eigenschaften des Aufnahmeobjekts (Reflexionsfaktor) und der Umgebung (zusätzliche Lichtreflexionen von Zimmerdecke und Wänden in kleineren geschlossenen Räumen) nicht einbezogen werden. Sie kann der Fotograf nur nach Erfahrungswerten schätzen. Wegen dieser altbekannten Schwierigkeiten setzen sich international allmählich sogenannte computergesteuerte Elektronenblitzgeräte durch, die allerdings keinen Computer, sondern eine einfache, sehr schnell reagierende Meßeinrichtung enthalten, die das vom Aufnahmeobjekt reflektierte Blitzlicht mißt und je nach dessen Stärke die Blitzleuchtzeit vorzeitig abschaltet. Die Belichtungssteuerung erfolgt dabei also durch Ändern der Blitzleuchtdauer, wobei die entsprechende im Blitzgerät enthaltene Meßeinrichtung nichts anderes ist als im Prinzip ein Lichtmengenschalter, wie er (für andere Anwendung) ähnlich in [1] und [2] beschrieben wurde. Da der Amateur gewöhnlich nicht über derartige (zur Zeit nur im Ausland gefertigte und auch dort nicht ganz billige) Elektronenblitzgeräte verfügt, liegt es nahe, das Prinzip der Lichtmengenmessung für ein Gerät zu verwenden, das sich ähnlich wie ein üblicher Belichtungsmesser handhaben läßt, aber zur Messung kurzzeitig vom Aufnahmeobjekt reflektierten Blitzlichts geeignet ist. Ein solches Gerät kann der Amateur übrigens dann auch zur Leitzahlermittlung bei Verwendung der preiswerten Einzelblitzlampen (auf

Magnesiumbasis, früher unter der Bezeichnung „Vacublitz"-Lampe bekannt) benutzen. Es kommt dabei darauf an, die nur sehr kurz auftretende Lichtintensität und ihre Dauer — das Produkt beider ist die interessierende, für die Schwärzung des Filmmaterials maßgebende Lichtmenge — zu erfassen und den gemessenen Wert zu speichern, damit man ihn in Ruhe ablesen kann. Bevor auf die Schaltung näher eingegangen wird, sei erwähnt, daß sich das im folgenden beschriebene Gerät ebenso wie handelsübliche Belichtungsmesser prinzipiell sowohl für die Indirektmessung (Meßgerät vom Kamerastandort zum Aufnahmeobjekt hin gerichtet) als auch für Direktmessung mit dem auch für Belichtungsmesser bekannten Diffusor (Streuscheibe mit bestimmten optischen Eigenschaften; man kann dafür eine als Zubehör für herkömmliche fotoelektrische Belichtungsmesser erhältliche Streuscheibe benutzen) verwenden läßt. Im letzteren Fall richtet man das Meßgerät vom Ort des Aufnahmeobjekts aus der Lichtquelle entgegen. Für Blitzlichtaufnahmen wird jedoch nur die erste Art (Meßgerät am Kamerastandort) von Interesse sein, so daß auf die Beschreibung der Direktmessung mit Diffusor (für diese Meßart müßte das beschriebene Gerät eine zweite Skaleneichung erhalten) verzichtet werden kann.

Bild 5.3 zeigt die Schaltung dieses Geräts. Da es sich nicht mit dem Blitzgerät koppeln läßt, ist eine automatische Einschaltung nur während der Blitzleuchtzeit nicht möglich. Wäre das Gerät ständig in Betrieb, so würde es jedoch auch das meist außer dem Blitz noch vorhandene Nebenlicht integrierend messen, so daß — da dieses Nebenlicht ja außerhalb der Kameraverschluß-Öffnungszeit nicht in der Aufnahme wirksam wird — schon bald eine Meßergebnis-Verfälschung entstehen würde. Deshalb nimmt man das Gerät mit Taste Ta stets nur möglichst kurzzeitig in Betrieb. Man geht so vor, daß zunächst Ta betätigt, dann sofort ein Probeblitz ausgelöst wird und hiernach sofort das Meßergebnis — bei noch gedrückter Taste — abzulesen ist. Der Speicherkondensator C 1 ist vor Meßbeginn über Ta entladen; R 1 hat einen unkritischen Wert.



T1: SS 216; SC 206 oä. (β ≈ 100)
T2: wie T1, β ≈ 200; Reststromarm
T3: SM 104 ($U_p \leq 7V$)
FT: Fototransistor, vgl. Text (KP 101 oä. npn-Si-Typ)
ZD: SZX 19/12 oä. (250 mW; $U_Z = 12V$)

Bild 5.3 Elektronenblitz-Belichtungsmesser für Fotografen. Das Gerät ermöglicht die Bestimmung der tatsächlichen Belichtungswerte bei Elektronenblitzaufnahmen durch Ausmessen eines zuvor abgegebenen Probeblitzes. Der Mittenkontakt von Ta liegt an Masse

Betätigt man Ta, so wird C 1 freigegeben und das Gerät eingeschaltet. Das vom Aufnahmeobjekt reflektierte Licht fällt auf einen Fototransistor FT (andere Lichtempfänger eignen sich nicht, weil in diesem Fall neben hoher Empfindlichkeit außerdem sehr geringe Trägheit gefordert wird; die Blitzleuchtzeit handelsüblicher Elektronenblitzer beträgt nur 1 bis 4 ms). FT und T 1 arbeiten als Darlingtonverstärker. Der Emitter T 1 gibt somit einen Strom ab, dessen Dauer der Blitzleuchtzeit und dessen Stärke der auf FW auftreffenden Lichtstärke entspricht. Da FT und T 1 einen nicht zu vernachlässigenden Reststrom haben, wird dieser Emitterstromanteil mit P 1 in der später noch genannten Weise kompensiert. Zunächst sei vereinfachend angenommen, daß T 2 vom Emitterstrom des T 1 nur während der Blitzleuchtzeit geöffnet wird. Da der Strom durch FT und somit näherungsweise auch die Ströme durch T 1 und T 2 der Lichtstärke proportional sind, kann T 2 während der Meßzeit als Konstantstromquelle angesehen werden, die

C 1 auflädt. Die an C 1 nach Blitzende stehende Spannung hängt somit von der Lichtstärke (und der ihr proportionalen Ladestromstärke) sowie der Aufladedauer (= Blitzleuchtdauer) ab, so daß die an C 1 entstandene Ladespannung ein Maß für die Lichtmenge und damit für die mit gleicher Blitzleistung und unter gleichen Aufnahmebedingungen später erreichte Belichtungsstärke des Films ist. Es wird also unter den vorgegebenen Aufnahmebedingungen ein Probeblitz ausgelöst und dieser gemessen, bevor man die Aufnahme vornimmt.

Die Messung der an C 1 entstandenen Spannung geschieht mit einer hochohmigen Brückenschaltung, die einem einfachen MOSFET-Voltmeter entspricht (T 3, P 3, P 4). Der Ausschlag am Instrument I ist somit ein Maß für die gemessene Lichtmenge. Allerdings hat das scheinbar recht einfache Prinzip in der Praxis einige Probleme. Zunächst muß ein erheblicher Meßumfang bewältigt werden; entsprechend dem Einsatzbereich üblicher Blitzgeräte zusammen mit den an der Kamera möglichen Blendenstaffelungen beträgt er etwa 3 Größenordnungen, d. h., der von FT abgegebene Meßstrom kann im Blitzmoment zwischen etwa 0,1 μA und 0,1 mA oder mehr liegen! Aus diesem Grund ist, wie bei üblichen Belichtungsmessern, eine Logarithmierung der Anzeige erforderlich, um alle auftretenden Blendenwerte an I ablesen zu können. Sie wird in diesem Fall mit D 1, D 2 und P 2 vorgenommen, wobei die Dioden zugleich den Temperaturgang des T 2 kompensieren. Unterhalb einer gewissen Mindestlichtstärke (die bei größter Objektivöffnung bereits keine ausreichende Filmbelichtung mehr ergibt, die Anwendung des Blitzgeräts also ausschließt) soll keine Anzeige mehr vorhanden sein. Durch diese Bedingung wird die Kompensation des Reststroms von FT und T 1 sowie des Einflusses ständigen schwachen Umgebungslichts mit P 1 möglich. P 1 bewirkt, daß unterhalb der in der Praxis sinnvollen Ansprechlichtstärke die Schwellenspannung für T 2 nicht mehr erreicht und C 1 somit nicht geladen wird. Bei steigender Lichtstärke öffnen allmählich D 1, D 2; ihre nichtlineare Kennlinie bewirkt zusammen mit P 2 einen

von der Emitterspannung T 1 (und damit von der auf FT fallenden Lichtstärke) abhängigen zunehmenden Nebenschluß zu P 1, womit die erforderliche Logarithmierung und der große Meßumfang erreicht werden. Nach Abklingen des Blitzlichts sperrt T 2 wieder. Die an C 1 stehende Ladung bewirkt dabei eine Sperrpolung der Emitter-Basis-Strecke des T 2, so daß die Rückentladung von C 1 verhindert wird. Deshalb muß, falls man später einen zu schnellen Rückgang der Meßgerätanzeige unmittelbar nach dem Messen beobachtet, T 2 gegebenenfalls auf Reststromarmut ausgewählt werden. Dabei kommt es — abweichend von dem im Amateurbereich sonst üblichen Auswahlkriterium Iceo — auf sehr geringen Emitter-Basis-Sperrstrom an; es wäre also die Transistor-Emitter-Basis-Strecke als Diode in Sperrichtung (bei offenem Kollektor) zu messen. Ihr Sperrstrom muß weit unter 0,1 μA liegen (üblicherweise liegt er im Bereich weniger Nanoampere). Da sich diese geringen Ströme mit Amateurmitteln kaum messen lassen, prüft man die Tauglichkeit von T 2 in der fertigen Schaltung. Falls die Meßgerätanzeige merklich schnell absinkt, ist entweder eine mangelhafte Sperrwirkung der T-2-Emitter-Basis-Diode oder ein Isolationsfehler im Aufbau (Gatezuleitung des T 3 oder Isolation des C-1-Exemplars selbst) die Ursache. Für C 1 muß man deshalb einen hochwertigen Foliekondensator (Polyester o. ä.) einsetzen; sein Wert kann — da sich die Rückentladung über T 2 nicht restlos vermeiden läßt — nicht geringer, wegen der notwendigen Aufladeschnelligkeit aber auch nicht größer ausgelegt werden. C 1 ist mit 0,1 μF optimal bemessen. Die Betriebsspannung muß für ausreichende Meßgenauigkeit und Nullpunktstabilität stabilisiert sein (ZD). Als Batterie für das als kleines Handgerät (ähnlich handelsüblichen Belichtungsmessern) aufzubauende Meßgerät (das man ggf. komplett in einen älteren ausgedienten Selenzellen-Belichtungsmesser unter Weiterverwendung seines Meßwerks, wobei die Skale jedoch geändert werden muß, einbauen kann) lassen sich zwei 9-V-Empfängerbatterien einsetzen, oder man verwendet eine entsprechende Anzahl Miniatur-

Knopfzellenbatterien, da die Stromaufnahme nur während der Tastendruckzeit etwa 6 mA beträgt. Die Einstellung des Geräts geschieht wie folgt: Zunächst eicht man die Meßschaltung mit T 3, indem C 1 kurzgeschlossen und mit P 4 auf Instrument-Nullpunkt (abhängig von den T-3-Exemplardaten) eingestellt wird. Da der für T 3 verwendete MOSFET im gewählten Arbeitspunkt nur sehr geringen Temperaturgang aufweist, ist die Nullpunktstabilität ausreichend gut, so daß P 4 später nur bei Alterung oder sehr starken Schwankungen der Umgebungstemperatur korrigiert werden muß; trotzdem sollte man eine von außen zugängliche Nachstellmöglichkeit für P 4 vorsehen. Nach Abgleich von P 4 wird P 3 vorläufig so abgeglichen, daß I bei einer Spannung von etwa 1 bis 1,5 V an C 1 Vollausschlag erreicht (dafür legt man provisorisch eine Knopfzellenbatterie oder Monozelle parallel zu C 1 als Hilfsspannungsquelle an). P 3 wird nach Fertigstellung des Geräts nicht mehr verstellt. Dies gilt auch für P 1 und P 2, letztere beiden Einstellwiderstände können später durch gleich große Festwiderstände ersetzt werden. Nachdem P 4 und P 3 wie beschrieben eingestellt sind, geht man wie folgt vor: Zunächst wird nun P 1 auf gerade knapp erkennbaren Ausschlag an I bei Vorhandensein der Minimalhelligkeit an FT eingestellt. Als Minimalhelligkeit für FT — die man durch geeignete schwache Beleuchtung und durch Vergleich mit einem neben FT gehaltenen üblichen Fotobelichtungsmesser festlegt — wird die Helligkeit gewählt, die auf dem herkömmlichen Belichtungsmesser für die Einstellung 21 DIN und Blende 1,4 noch eine Belichtungszeit von etwa $^1/_{30}$ s anzeigt (dies entspricht einer Beleuchtungsstärke auf FT von etwa 150 lx). P 2 steht zunächst auf Höchstwert, P 1 stellt man so ein, daß bei etwa 150 lx auf FW das Meßwerk gerade erkennbar (maximal 1 Zeigerbreite) ausschlägt, jedoch noch reagiert. Danach wird P 1 nicht mehr verändert, und mit P 2 regelt man nun das Meßbereichsende (maximal meßbare Helligkeit) ein. Hierzu geht man am besten von der maximalen Lichtleistung des vorhandenen Blitzgeräts aus. Je nach seiner gerätegebundenen Leitzahl (und

den beim Fotografen dazu vorhandenen Erfahrungswerten) wird ein großflächiges Aufnahmeobjekt mittlerer Helligkeit (z. B. hellgraue Stofffläche o. ä.) aus der Entfernung angeblitzt, für die sich bei Zugrundelegung der Filmempfindlichkeit 18 DIN und der Blitzgerät-Leitzahl ein Blendenwert 22 (oder, wenn entsprechend weit abblendbare Objektive vorhanden sind, Blende 32) ergibt. Den am Kamerastandort angeordneten FT beaufschlagt man mit einigen dieser Belichtung entsprechenden Probeblitzen und stellt P 2 dabei auf Skalenendausschlag ein. Falls dabei P 2 größer als 250 Ω oder kleiner als etwa 30 Ω wird, kann mit P 3 etwas korrigiert werden. P 2 und P 3 sind auch dann wechselseitig einzustellen, wenn nach erfolgter P-2-Einstellung das Gerät zunächst zu geringe Empfindlichkeit bei den maximal nutzbaren Blitzentfernungen zeigt (was man ebenfalls durch Probeblitze überprüft, die entsprechende reale Aufnahmesituationen nachahmen). Nachdem die Einstellungen für alle Widerstände gefunden worden sind (der Abgleich ist mit P 2 zu beenden), können P 1, P 2 durch Festwerte ersetzt und P 3 gegen unbeabsichtigtes Verstellen festgelegt werden. Die Zwischenpunkte der Meßgerätskale nimmt man nun für jeden vollen Blendenwert auf, indem die oben erwähnte Fläche mittlerer Helligkeit aus immer größeren Abständen angeblitzt wird, so daß sich gemäß Blitzgerät und seiner Leitzahl sowie Lampenabstand die Blendenwerte bis herab zu Blende 1,4 ergeben. Diese Probeblitze werden ausgemessen und der zugehörige Blendenwert an jeden Zeigerausschlag des I angeschrieben. Selbstverständlich läßt sich diese Eichung auch für andere Filmempfindlichkeiten als 18 DIN — oder untereinander für mehrere verschiedene Aufnahmematerialien — in üblicher Weise anschreiben.

Bei der Benutzung des Geräts ist zu beachten, daß die Ergebnisablesung sofort nach Auslösen des Probeblitzes erfolgen muß, da sich der Instrumentausschlag sowohl durch Rückentladung des C 1 als auch durch Umlichteinfluß (zusätzliche C-1-Aufladung) allmählich ändert. Ta soll deshalb erst unmittelbar vor Probeblitzauslösung ge-

drückt werden, nachdem das Gerät mit FT zum Aufnahmeobjekt hin ausgerichtet worden ist. Da die Messung prinzipbedingt auch nach Verlöschen des Blitzes während der gesamten Einschaltzeit der Taste Ta weiter erfolgt, bewirkt vorhandenes Zusatzlicht auf dem Aufnahmeobjekt oder auf FT ein nach Blitzende langsam weiteres Steigen des Instrumentzeigers. Tritt bereits vor Blitzauslösung sofort nach Betätigen von Ta ein merklicher Zeigeranstieg ein, so weist das auf eine solche Zusatzlichtstärke hin, daß auf dem Filmmaterial — wenn man mit großer Blende arbeitet — bereits eine vom Blitz unabhängige Zusatzbelichtung (Doppelkonturen u. ä.) erfolgt. Hierauf wird man also beizeiten aufmerksam. Betätigt man Ta nur kurz, so stimmt die Messung trotzdem (auch der Film wird ja vom Zusatzlicht belichtet, zumal die Verschlußöffnungszeit der Kamera stets weitaus länger als die Blitzleuchtzeit ist). Nach Probeblitzauslösung kann man in schwierigen Fällen störendes Umgebungslicht sehr einfach mit der Hand vor FT abdekken, bis die Ablesung vorgenommen wurde. Bewirkt der Probeblitz nur geringe Steigerung einer schon durch vorhandenes Umgebungslicht hervorgerufenen Anzeige, so ist der Einsatz des Blitzgeräts in dieser Aufnahmesituation sinnlos; man kann dann also das Vergeuden von Filmmaterial vermeiden.

Abschließend noch Hinweise zum Fototransistor FT. Neben handelsüblichen Typen (Importtyp *KP 101* von *TESLA, SP 201* der DDR u. ä.) eignen sich hierfür gut Eigenbau-Ausführungen. Entsprechende Fototransistoren lassen sich aus den DDR-Typen *SF 121 · · · SF 128* und ähnlichen durch Öffnen der Metallgehäuse-Oberseite und späteres Vergießen anfertigen. Diesbezüglich sei auf [1] und insbesondere auf die ausführlichen Hinweise in [13] verwiesen. Bei dem beschriebenen Mustergerät wurde ein Fototransistor-Eigenbau eingesetzt, der aus einem *SF 121* gefertigt wurde. Wichtig ist die Verwendung eines Transistors für FT, der — auch nach Präparation zum FT — sehr geringen Kollektorreststrom Iceo hat (maximal etwa 50 nA; mit Amateurmitteln nicht mehr meßbar) — hierzu siehe auch [5]. Für die

Brauchbarkeit des Geräts entscheidend ist die Montage von FT in einem Lichtschutztubus, der den „Blickwinkel" des FT auf maximal etwa 25 bis 30° Lichteintrittswinkel begrenzt. Man verwendet ein innen schwarz mattiertes Röhrchen im Durchmesser des FT-Gehäuses und mit einer — gemessen ab FT-Kristall-Ebene — auf den entsprechenden Lichteintrittswinkel bemessenen Länge. Amateure, die entsprechende mechanisch-handwerkliche Möglichkeiten haben, können den Gebrauchswert des Geräts steigern, indem ein kleiner, leichtgängiger Lichtabdeckschieber vor FT vorgesehen und für Ta beispielsweise ein durch diesen Schieber betätigter Mikrostößeltaster verwendet wird. Der Ta-Druckknopf betätigt zunächst den Ta-Umschaltkontakt, bei weiterem (kräftigerem) Eindrücken gibt der Abdeckschieber FT frei (es läßt sich nun der Probeblitz auslösen), durch geringes Nachlassen der Druckkraft kann dann der Schieber wieder FT abdecken und damit während der Ablesezeit weiteren Umgebungslichteinfluß unterbinden. Erst der ganz losgelassene Druckknopf schaltet auch Ta wieder in Aus-Stellung.

5.4. Kraftfahrzeugelektronik-Anwendungen

5.4.1. Wischer-Intervallschalter

Bei schwachem Nieselregen ist es zweckmäßig, den Scheibenwischer stets nur in Abständen kurzzeitig einzuschalten. Dafür sind seit längerem Wischer-Intervallschalter bekannt, die den Fahrer von der ständigen manuellen Bedienung des Scheibenwischerschalters befreien. Die Intervallautomatik kann mit bipolaren Transistoren und Relais, aber auch relaislos mit Thyristor aufgebaut werden; für beide Varianten sind u. a. in [1] Beispiele gezeigt. Recht einfach läßt sich eine solche Einrichtung auch mit einem MOSFET aufbauen. Bild 5.4 zeigt eine derartige, vom VEB *Funkwerk* Erfurt publizierte Schaltung. Sie ist für 6-V- und (mit den eingeklammerten Widerstandswerten) für 12-V-Anlagen ge-

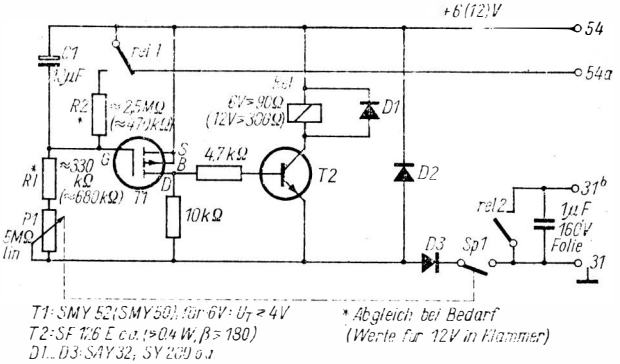


Bild 5.4 Wischer-Intervallschalter für Kraftfahrzeuge

eignet. Mit P 1 kann die Pausenzeit zwischen den Wischintervallen gewählt werden. Zweckmäßig benutzt man dafür ein Potentiometer mit Ausschalter (Sp 1 nach Bild 5.4 mit P 1 gekoppelt). Die Schaltung wird an dem vorhandenen Scheibenwischerschalter mit angeschlossen. Wie die Erfahrung gezeigt hat, bestehen dazu bei vielen Lesern Unklarheiten. Deshalb wird in Bild 5.5 die Schaltung des vorhandenen Scheibenwischers und Wischermotors gezeigt; die Klemmenbezeichnungen sind für alle Kfz-Typen genormt. Die Darstellung gilt im Beispiel für den *Trabant 601;* bei anderen Fahrzeugtypen ist sie stets ähnlich vorhanden (beispielsweise bleibt beim *Wartburg 353* die Klemme 54 a frei, die übrigen Anschlüsse sind nur den gleichnamigen Klemmen der Bordanlage parallelzuschalten). Beim *Trabant 601* und anderen Fahrzeuganlagen verfügt der Wischermotor über einen Endlagenkontakt, der in Wischerendlage in der gezeichneten Stellung steht. Während anderer Wischerstellungen ist der untere Motoranschluß nach Klemme 31 durchgeschaltet. Dadurch läuft der einmal angelaufene Motor nach Ausschalten des Wischers bis in die Endlage weiter; der untere Motoranschluß wird dann über Klemme 54 a und die Aus-Stellung des Wischerschalters

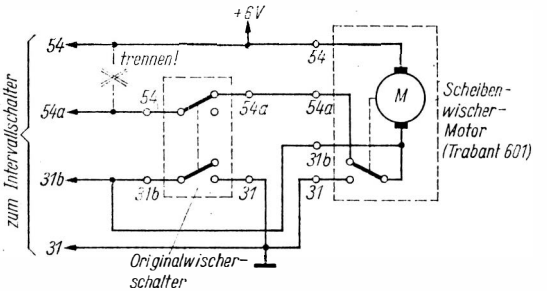


Bild 5.5 Schaltung der Original-Wischeranlage und Anschlußweise des Wischer-Intervallschalters nach Bild 5.4 bei Kraftfahrzeug-Bordanlagen

(Klemmen 54 a nach 54) kurzgeschlossen und auf diese Weise sofort abgebremst, so daß der Wischer die Endstellung nicht überläuft. Beim Benutzen der Intervallautomatik bleibt der Wischerschalter in Aus-Stellung (wie in Bild 5.5 gezeichnet), die Inbetriebnahme erfolgt jetzt durch Schließen von Sp 1 (Bild 5.4), wobei die Relaiskontakte rel 2 (für die untere Hälfte des Wischerschalters nach Bild 5.5) und rel 1 (für die obere Schalterhälfte) die Funktion des Wischerschalters übernehmen. Deshalb muß beim Einbau der Intervallautomatik die Verbindung der Klemme 54 zum Pluspol am Wischerschalter (Bild 5.5) aufgetrennt werden, falls der vorhandene Wischermotor über diese Art der Abbremsung und des Endlagenschalters verfügt. Klemme 54 des Wischerschalters ist dann mit 54 a des Intervallschalters (Bild 5.4) zu verbinden. Ist diese Hilfsschaltung (Leitung 54 a) am Wischermotor nicht vorhanden, so bleibt 54 a entsprechend Bild 5.4 frei.

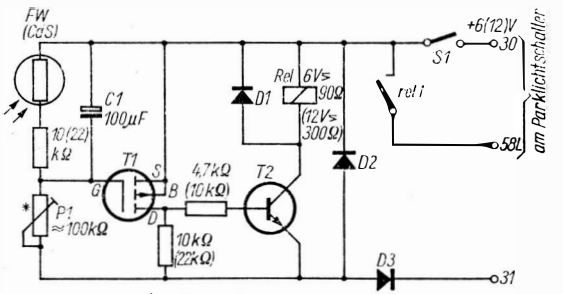
Sobald Sp 1 in der Schaltung nach Bild 5.4 geschlossen wird, beginnt die Aufladung von C 1 über P 1, R 1. Wenn die Schwellenspannung des MOSFET T 1 erreicht ist, beginnt dieser zu öffnen. Sein Drainstrom öffnet T 2, dessen Kollektorstrom bringt Relais Rel zum Anzug. Über rel 2 wird der Wischermotor eingeschaltet, C 1 entlädt sich all-

mählich über rel 1 und R 2, so daß T 1, T 2 wieder sperren und Rel abfällt. Der Wischermotor wird somit abgeschaltet, und über P 1 beginnt die erneute Aufladung von C 1. D 1 verhindert in bekannter Weise beim Abschalten des Relais eine Beschädigung von T 2, während D 2 und D 3 Schutzdioden gegen schädliche Auswirkungen von eventuell im Kfz-Bordnetz auftretenden negativen Spannungsimpulsen sind. Um in der Endstellung von P 1 (bei P 1 = 0) einwandfreie Funktion zu sichern, müssen R 1 und R 2 in einem (von den Exemplardaten des T 1 abhängigen) bestimmten Verhältnis zueinander stehen. Ist R 1 zu klein oder R 2 zu groß, so bleibt das Relais ständig angezogen. Falls dieser Effekt auftritt, sind diese Widerstände (zunächst nur R 1) etwas im Wert zu ändern. Mit den in Bild 5.4 genannten Richtwerten ergibt sich eine mit P 1 einstellbare Pausenzeit zwischen 2 und 20 s, während die Wischzeitdauer — sie wird durch R 2 festgelegt — mit 1 bis 2 s fest vorgegeben ist, so daß der Wischermotor jeweils 2 bis 3 Hübe ausführt. Andere Zeiten lassen sich durch andere Bemessung von R 2, R 1 und gegebenenfalls P 1 sowie C 1 leicht erreichen. Falls für P 1 kein 5-MΩ-Drehwiderstand verfügbar ist, kann man dafür auch 1 MΩ verwenden (Ausführungen mit linearem Widerstandsverlauf sind am vorteilhaftesten), wofür R 1 und R 2 ebenfalls auf $^1/_5$ des angegebenen Wertes zu verringern und C 1 auf etwa 50 μF zu vergrößern sind. Mit C 1 kann man im übrigen die Zeiten in nahezu beliebigen Grenzen frei wählen. T 1 sollte, wenn diese Schaltung für eine 6-V-Bordanlage benutzt wird, eine Schwellenspannung (Treshold-Spannung U_T, dazu [2], [5]) von maximal 4 V haben; es muß dann also gegebenenfalls ein geeignetes Exemplar ausgewählt werden. Für 12-V-Anlagen ist keine Auswahl erforderlich. Das Relais muß mit Rücksicht auf die Belastbarkeit von T 2 mindestens die im Bild angegebenen Widerstandswerte haben. Zu beachten ist, daß Kontakt rel 2 den Wischermotorstrom zu schalten hat, der bei einigen Motormodellen immerhin 1,5 bis 2 A betragen kann. Der Relaiskontakt muß für diese Ströme kräftig genug sein. Um vorzeitigen

Kontaktverschleiß zu vermeiden und — im Hinblick auf ein etwa vorhandenes Autoradio — störende Schaltgeräusche zu vermeiden, ist parallel zu rel 2 der angegebene 1-μF-Foliekondensator ratsam. Er soll mit mindestens 160 V bemessen sein, weil an rel 2 erhebliche Abschalt-Induktionsüberspannungen vom Motor her auftreten können.

5.4.2. Dämmerungs- und Parklichtschalter

Insbesondere zur automatischen Einschaltung der Parkbeleuchtung bei Dämmerungseinbruch, aber außerhalb der Kfz-Technik auch für allgemeine Anwendung als Dämmerungsschalter oder Lichtschrankenempfänger u. ä. ist die in Bild 5.6 gezeigte Schaltung geeignet. Sie läßt sich ebenfalls für 6 V oder (mit den eingeklammerten Werten) für 12 V verwenden. Relaiskontakt rel schaltet das Parklicht ein, falls S 1 geschlossen und der Fotowiderstand FW abgedunkelt ist. Bei im Fahrzeug bereits vorhandener Park-



T1: SMY 50...52 (für 6V: $U_T \approx 4V$
T2: SF126E oä. (≤ 0,4 W, $\beta \geq 180$)
D1...D3: SAY 32; SY 200 oä.
FW: CdS-Typ F0-k3, F0-k4 WK650 37...Wk65061, CdS 8 oä.
*P1-Wert ≙ FW-Typ und Betriebsspannung
(Werte für 12V in Klammer)

Bild 5.6 MOSFET-Dämmerungsschalter als Kfz-Parklichtschalter. Auch für allgemeine Anwendungen (Dämmerungsschalter, Lichtschrankenempfänger u. ä.) geeignet

lichtschaltung kann rel 1 unmittelbar den Klemmen 30 und 58 L des Parklichtschalters parallelgelegt werden. Wird eine gesonderte, am Seitenfenster einhängbare Parkleuchte verwendet, so legt man diese zwischen Anschluß 58 L und Masse des Fahrzeugs (Klemme 31).

Wenn S 1 geschlossen ist (Automatik ein), bleiben T 1 und T 2 gesperrt und Relais Rel abgefallen, solange Licht auf FW fällt. Mit einbrechender Dämmerung wird FW hochohmiger, womit am Gate des T 1 die Spannung (bezogen auf T-1-Source) steigt. Ist die Schwellenspannung des T 1 erreicht, so öffnen T 1 sowie T 2, und Rel zieht an. Die Ansprechschwelle (Lichtstärke auf FW, bei der das Parklicht einschaltet) läßt sich mit P 1 wählen (einmaliger Abgleich). Der Wert für P 1 hängt außer von der gewählten Betriebsspannung von den Exemplardaten des T 1 und vom für FW benutzten Typ ab, so daß nur ein Richtwert angegeben werden kann. Die erforderliche Schalthysterese (Differenz zwischen Einschalt- und Ausschalthelligkeit auf FW) ergibt sich in diesem Fall durch das Relais selbst, so daß eine besondere Schaltungsvorkehrung (Trigger o. ä.) entbehrlich ist. Die Zweckbestimmung von D 1 ··· D 3 wurde bereits bei Bild 5.4 erläutert. C 1 in der Schaltung nach Bild 5.6 bewirkt eine Trägheit der Automatik im Bereich einiger Sekunden, so daß kurzzeitige Helligkeitsänderungen (Abschatten des FW durch vorüberfliegende Vögel, Ausschalten des Parklichts durch das Licht vorbeifahrender Fahrzeuge usw.) wirkungslos bleiben. Der Wert für C 1 ist insoweit unkritisch und läßt sich nach Versuch festlegen. Falls diese Schaltung für anderweitige Zwecke (Lichtschrankenanwendungen) verwendet wird, kann C 1 ganz entfallen oder besser (zum Schutz gegen elektrische Störimpulse fremder Herkunft, die andernfalls Fehlschaltungen auslösen könnten) auf 10 bis 33 nF verringert werden. Für derartige Anwendungen außerhalb der Kfz-Technik läßt sich statt FW auch ein Fototransistor einsetzen; eventuell sind auch Fotodioden sowie — bei geringeren Ansprüchen an die Zuverlässigkeit — entsprechende Germaniumhalbleiter zu verwenden, auch können dann D 2 und D 3 entfallen. Für den Kfz-Ein-

satz ist jedoch aus Zuverlässigkeitsgründen (Einfluß stark schwankender Umgebungstemperaturen) nur ein CdS-Fotowiderstand geeignet. Für FW können alle handelsüblichen Typen, darunter alle im Anhang von [1] aufgeführten, verwendet werden; der benutzte Typ hat nur auf den für P 1 zu wählenden Wert Einfluß. Bei der Montage des FW im Fahrzeug ist zu beachten, daß dieser möglichst nur vom Tageslicht, jedoch nicht vom Licht entgegenkommender Fahrzeuge getroffen werden soll. Man ordnet FW daher zweckmäßig in einer unteren Ecke der Frontscheibe hinter dieser mit „Blickrichtung" nach oben an. Vom ordnungsgemäßen Arbeiten der Automatik überzeugt man sich beim Verlassen des Fahrzeugs, indem von außen FW mit der Hand abgeschattet wird; dabei muß nach einigen Sekunden das Parklicht aufleuchten, wenn P 1 richtig eingestellt ist.

6. Literaturhinweise

[1] *Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbastelbuch, 4. und 5. Auflage 1974/1975, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin

[2] *Jakubaschk, H.:* MOSFET-Schaltungspraxis — Schaltbeispiele mit Feldeffekttransistoren (Teil 1), Band 143 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1976

[3] *Lessen, M.:* Feldeffekttransistoren — Eigenschaften und Anwendungen, Band 131 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1974

[4] *Jakubaschk, H.:* Das große Schaltkreis-Bastelbuch der Elektronik, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1978

[5] *Jakubaschk, H.:* Prüf- und Meßschaltungen für Halbleiter, Band 160 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1978

[6] *Kühne, H.:* Einfache NF-Verstärker mit selbstsperrenden p-Kanal-MOSFETs, Zeitschrift „FUNKAMATEUR", 1975, Heft 5, Seite 227 bis 229, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin

[7] *Jakubaschk, H.:* Amateurtontechnik, 2., erweiterte Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1975

[8] *False:* Schwingversuche mit den MOSFET SM 103 und SM 104, Zeitschrift „radio — fernsehen — elektronik" 23 (1974), Heft 17, Seite 552 und 553, VEB Verlag Technik Berlin

[9] *Sauer:* Einsatz des MOSFET SMY 52 in einem HF-Verstärker für das 80-m-Band, Zeitschrift „FUNKAMATEUR", 1974, Heft 6, Seite 297 ff., Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin

[10] *Schubert, K.-H.:* Universalmeßgerät Dipmeter, Elektronisches Jahrbuch 1975, Seite 171 bis 183, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1974

[11] *Koch:* Schwingfrequenzprüfung bei MOSFET, Elektronisches Jahrbuch 1975, Seite 278, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1974

[12] *Pfannschmidt, K., Schneegass, G.:* Thyristorsteller mit großem Steuerbereich, Zeitschrift „radio — fernsehen — elektronik", 24 (1975), Heft 19, Seite 639 bis 641, VEB Verlag Technik Berlin

[13] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit selbstgefertigten Si-Planar-Fototransistoren, Zeitschrift FUNKAMATEUR, 1970, Heft 8, Seite 389 und 390 (Teil 1) und Heft 9, Seite 453 bis 455 (Teil 2), Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin

[14] *Streng, K. K.:* Transistordaten, 2. Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) — Berlin, 1977